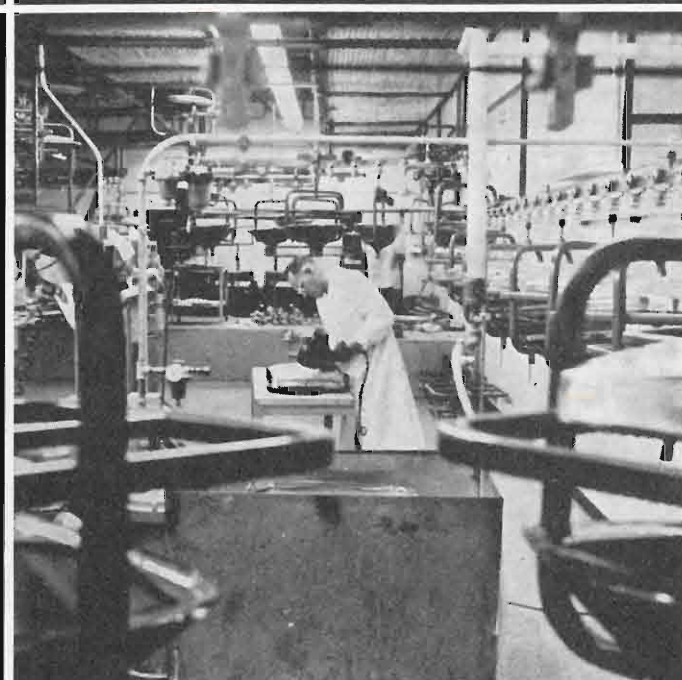
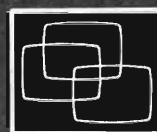
TV
l'antenna
ANNO XLI - 1969 - Abb. Postale - Gruppo III
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
11
LIRE 500

l'antenna TV 11

dott. ing. Antonio Nicolich

"...In attesa delle decisioni governative sul colore"

E' questo il titolo della relazione del Direttore Generale della Telefunken Radio Televisione S.p.A. Comm. Luigi Giannitrapani, tenuta a Milano il 7 novembre 1969, in sede di un convegno indetto dalla suddetta Società.

In tale occasione, si sono ripetuti i motivi dolorosi degli accorati appelli rivolti alle Autorità Governative per sbloccare l'insostenibile situazione venutasi a creare per la nostra industria televisiva.

Dal canto nostro vogliamo far presente che i costruttori di televisori, i rivenditori, i commercianti, i produttori commerciali del ramo, non sono i soli a soffrire per il penoso stato di cose in cui si dibattono, ma che anche altre categorie collaterali, tutt'altro che trascurabili, risentono gravi contraccolpi e vedono paralizzata la propria attività, con grave pregiudizio del personale operaio e impiegatizio, che in essa trova il lavoro e la fonte di vita. Vogliamo menzionare cioè il campo editoriale, che da tempo ha impegnato autori illustri e speso somme, che solo il pieno successo delle opere tecniche letterarie può giustificare, pena il fallimento. Sono infatti già pubblicati, o in avanzato stato di composizione, libri di testo a vari livelli culturali, corsi e schemari di TVC, tutti principalmente orientati sul sistema PAL, e ciò non per suggestione collettiva, ma perché ben motivato dalle affermazioni rese di pubblica ragione dei competenti Organi Governativi (v. a proposito quanto ebbe a dire il Dott. F. Trucillo Capo Gruppo « Costruttori Radio e Televisione » dell'ANIE in un suo articolo sulla rivista « Luci e Suoni »).

Grave è il disorientamento e lo scoramento fra i giovani tecnici, che sconcertati tralasciano di farsi la cultura indispensabile per far vivere la TVC, a pieno detrimento della medesima, quando infine apparirà in Italia, a motivo dell'impreparazione di coloro che dovranno essere addetti soprattutto al servizio tecnico di riparazione e messa a punto.

Su queste pagine, siamo stati i primi ad esprimere la comprensione della gravità dell'ora che sta attraversando l'Italia, per cui la questione « PAL o SECAM » pare impallidire, ma la vita deve continuare, e per la vita bisogna lavorare, ubi labor est vita.

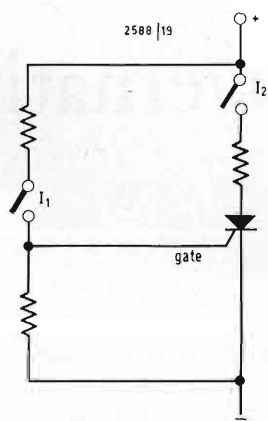
Infine, Signori dell'Olimpo del Governo, non fate sì che si avvalorino blasfemiche affermazioni, come « Se non si ricorre alla violenza non si ottiene niente », oppure « Fessi quelli che aspettano con fiducia », o ancora « Per ottenere il riconoscimento dei diritti ci vogliono le bombe e le devastazioni, che sole scuotono le alte sfere ». Noi rifuggiamo da simili bestemmie, ma la nostra fede nelle Autorità vacilla, perchè troppo a lungo ci hanno deluso (in materia di TVC, s'intende). Ascoltate dunque il soffocato grido della agonizzante comunità elettronica italiana e dateci la TVC a linea di fase alterna (PAL).

A.

Alfredo Barbieri

Telecomando simultaneo proporzionale

Fig. 1

Fig. 2

Si descrive in questo articolo un tipo di CODIFICATORE, DECODIFICATORE e SERVO-COMANDO a sistema digitale, proporzionale, con possibilità di comando simultaneo.
Il complesso è costruito per sei canali, con grande possibilità di espansione. L'utilizzazione, dato il carattere professionale, può essere bene impiegata sia nel campo della modellistica aereonavale come nel campo industriale, via radio o via cavo, con adatti trasduttori es.: telecomando telecamere: panoramica, zoom, fuoco, diaframma, convergenza (per il colore) e altre regolazioni.

1. - CODIFICATORE

È composto da un diodo SCR, da sette transistori e da due circuiti integrati NOR della Motorola.
Il diodo SCR pilota uno stadio HALF-SHOT (mezzo monostabile), il tutto forma un oscillatore-squadratore che multivibra a 50 Hz e che serve a formare il supporto degli impulsi di modulazione e sincronismo di durata 20 ms.
Diamo ora un breve cenno sul funzionamento del diodo controllato SCR (silicon-controlled-rectifier). Si tratta di un dispositivo a quattro strati che blocca una data corrente in una direzione. Appena si chiude l'interruttore I_1 (cioè si dà una tensione positiva al gate) esso conduce e scorre una corrente nel carico. Se si apre l'interruttore esso continua a condurre e l'unico modo per interdirlo è togliere la tensione anodica con I_2 (fig. 1).
L'SCR deve essere considerato come l'unione di due transistori, PNP e NPN (fig. 2). Per chiarire l'azione rigenerativa di questo paio di transistori, consideriamo il dispositivo in stato di bloccaggio. Diamo ora una piccola tensione positiva al gate e vediamo che essa causa la conduzione di Q_1: si crea così una piccola corrente che scorre dall'anodo attraverso la giunzione *b-e* di Q_2, collettore Q_1 fino al catodo. Questa corrente polarizza direttamente Q_2 dando luogo ad una energica conduzione che causa uno scorrimento di corrente attraverso *b-e* di Q_1, polarizzandolo direttamente e da questo momento la conduzione si automantiene. In sostanza il collettore dell'NPN pilota la base del PNP e il collettore del PNP pilota la base dell'NPN formando un anello di controreazione positiva, con un guadagno uguale al prodotto dei guadagni dei due transistori. Pertanto il circuito rimarrà bloccato fino a che il guadagno rimane inferiore all'unità; diverrà rigenerativo appena il guadagno supera l'unità, cioè appena applicheremo un positivo al gate: un transistore piloterà l'altro fino a raggiungere la saturazione, indipendentemente dalla corrente di pilotaggio. Il circuito si bloccherà solo togliendo l'alimentazione all'anodo. Se ora applichiamo al gate una serie di impulsi, l'SCR condurrà subito col primo fronte di salita del primo impulso e rimarrà in conduzione anche in presenza degli impulsi successivi (positivi e negativi) (fig. 3).
Per ottenere l'apertura del circuito senza togliere la tensione anodica, bisogna attenersi alla caratteristica della corrente di mantenimento (*Ih*) in un dispositivo a quattro strati.
Ih è la minima corrente anodica con la quale il dispositivo rimane in conduzione, per una specifica condizione di temperatura.
Ad es. supponiamo $Ih = 1$ mA e per lo stato di conduzione 5 mA. Se ora interrompiamo l'alimentazione la corrente va a zero. La stessa cosa accade se abbassiamo la corrente sotto la *Ih*, cioè il dispositivo si apre.
Possiamo pertanto controllare lo stato di interdizione dell'SCR, semplicemente abbassando la corrente anodica sotto la *Ih* con l'applicazione di una polarizzazione inversa all'elettrodo di controllo. Per le alte correnti anodiche ciò non è possibile.
In definitiva se noi applichiamo al gate di un SCR (fig. 4) regolato per la sua corrente di mantenimento *Ih*, una serie di impulsi (onde quadre), esso condurrà col primo fronte di salita del primo impulso e si bloccherà col suo fronte di discesa, con il risultato che l'uscita seguirà la forma d'onda d'ingresso, sfasata di 180°.
Riprendiamo ora la descrizione del codificatore. Consideriamo innanzitutto il circuito del MV a 50 Hz e precisamente la parte relativa all'SCR il quale funziona da oscillatore a rilassamento (fig. 5). Infatti il condensatore si carica verso la tensione di alimentazione; ad un certo istante il punto *A* assume un potenziale tale da provocare l'innesco e quindi la conduzione del diodo. Ciò provoca a sua volta una scarica rapida di *C* attraverso il diodo ottenendosi una tensione di andamento triangolare. La frequenza di ripetizione dipende dalla costante di tempo data dai valori di *R* e *C* del circuito.
Accoppiando questo generatore di denti

tecnica e circuiti

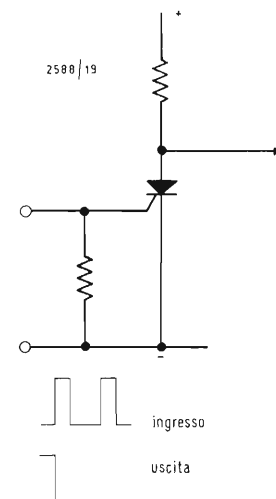
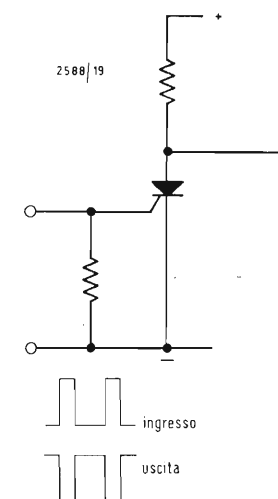
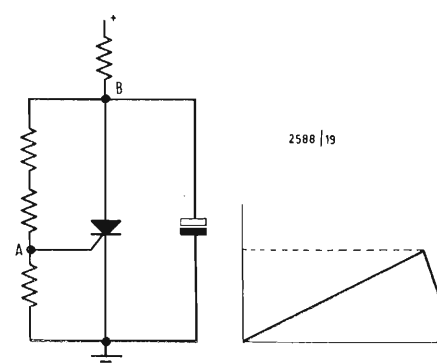
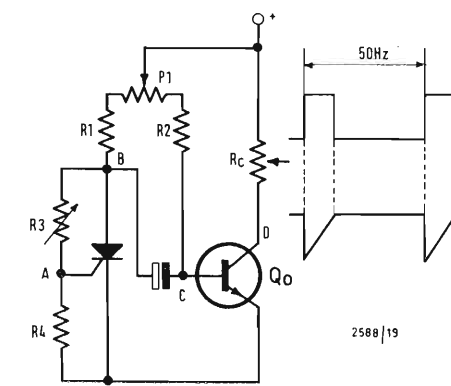



Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

Fig. 7

di sega con un transistore NPN si ottiene un oscillatore squadratore, cioè un MV che fornisce un'onda quadra in uscita (fig. 6).
La giunzione *b-c* di Q_0 è ora la via attraverso la quale si carica *C* ed R_1 ne determina il tempo di carica.
Variando il rapporto tra R_1 e R_2 possiamo variare il tempo di chiusura e apertura del circuito per cui sul carico del collettore otterremo un'onda quadra a simmetria variabile che segue la variazione del dente di sega sulla base (fig. 6).
La frequenza di ripetizione di tutto il ciclo è variabile con R_3 ed è fissata su 50 Hz. Il circuito relativo al transistore costituisce l'HALF-SHOT o mezzo MV (fig. 7). Il transistore è polarizzato direttamente con R_2 che portando il transistore in conduzione, realizza il percorso verso massa per la carica di *C*.
Con *I* aperto, *C* si carica alla tensione di alimentazione attraverso R_1. Quando *I* è chiuso, il condensatore, scaricandosi, alimenta la base con un impulso negativo, polarizzandola inversamente e il transistore si interdice. Ora *C* inizia a caricarsi attraverso R_2 e la tensione negativa sulla base diminuisce fino a che il transistore, polarizzato ora direttamente, diviene saturo.
Durante il periodo di interdizione il collettore va positivo producendo un'onda quasi quadra.
La larghezza dell'impulso è determinata prevalentemente dalla costante di tempo R_2 — *C*. Variando R_1 si varia la tensione dell'impulso di scarica e quindi si controlla la larghezza dell'impulso d'uscita. Quando l'interruttore è chiuso, portando il cursore di R_1 verso massa si ottiene un impulso più largo sulla base, il transistore rimane interdetto più a lungo e più largo sarà l'impulso sul collettore. Viceversa, portando il cursore verso il positivo, più stretto risulterà l'impulso d'uscita.
La resistenza di R_2 determina la larghezza dell'impulso per una data posi-

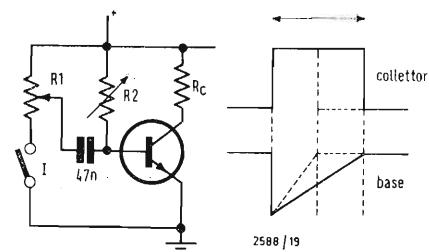
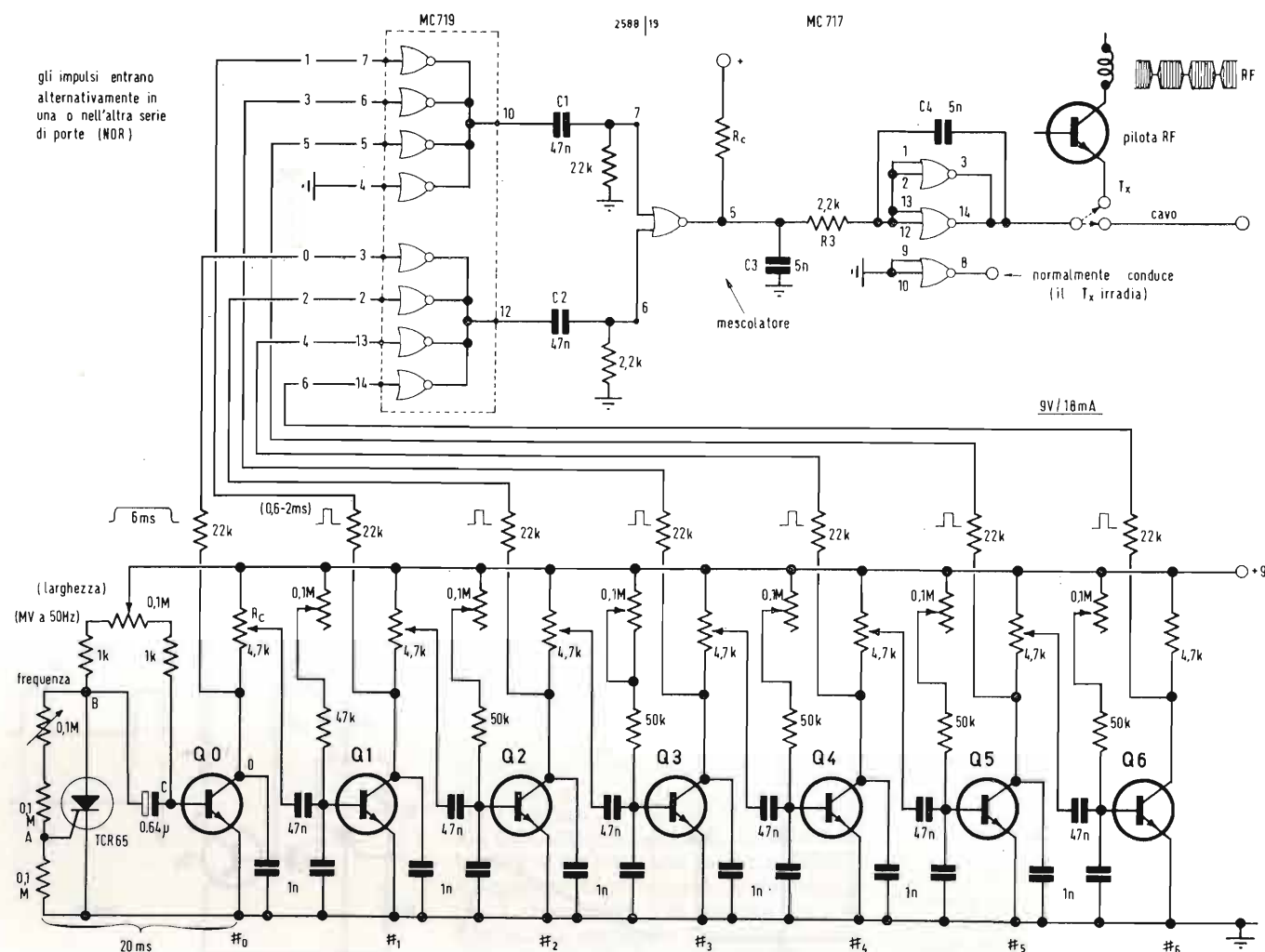



Fig. 8

zione di R_1 e un dato valore fisso di C. Si sono fissati i valori in modo tale da avere una regolazione da 0,5 a 1,5 ms, con 1 ms al centro.

I transistori da Q_0 a Q_6 fungono da interruttori, assumendo la funzione dell'interruttore I della fig. 7.

Attraverso la resistenza di disaccoppiamento di 22 K, gli impulsi positivi di uscita sono applicati al circuito integrato MC719 che è un doppio NOR-GATE a 4 ingressi. I condensatori da 1nF mettono a massa eventuali impulsi spuri che potrebbero pilotare erroneamente l'half-shot.

La sequenza di funzionamento del codificatore è quella delle forme d'onda relative alla logica del codificatore in fig. 9.

Il diodo SCR inizia ogni treno d'impulsi quando Q_0 conduce, ciò blocca Q_1 per un periodo determinato dalla posizione di R_c sul collettore di Q_0. Quando Q_1 conduce, pure esso causa l'apertura di Q_2 per un periodo determinato da R_c/Q_1 fino a quando Q_6 ha prodotto il suo impulso.

Gli impulsi entrano alternativamente in una e nell'altra serie di porte NOR: quelli dei codificatori pari (0 2 4 6) sono applicati al primo gate e quelli dei codificatori dispari (1 3 5) al secondo gate. Se collegati diversamente, gli impulsi dell'half-shot adiacente annullerebbero la salita e la discesa del potenziale di uscita del gate.

Pertanto alle uscite 10 e 12 del gate si otterranno degli impulsi negativi alternati e sfasati tra loro. Le due uscite vengono differenziate e sommate nella porta NOR a due ingressi (che fa parte del c.i. MC-717) all'uscita della quale si otterrà la sequenza dei sette impulsi di modulazione. Questa si ripeterà ogni 20 ms.

Come si noterà, gli impulsi di canale sono nettamente separati gli uni dagli altri e allo scopo provvedono i componenti C_3-R_3-R_4 che definiscono la caratteristica dell'impulso di modulazione. Questi escono dall'amplificatore finale (punti 3-14) con segno positivo, di larghezza media di 250 μs.

Tali impulsi di modulazione costituiscono gli intervalli di separazione degli impulsi di canale che escono negativi dai punti 3-14 del c.i. MC717.

Concludendo il discorso sul codificatore, noi abbiamo ottenuto degli impulsi variabili in larghezza, nettamente separati, per cui il comando di un canale non influenza gli altri. Osservandoli all'oscillografo si noterà soltanto che detti impulsi si spostano lungo il supporto aumentando la pausa di sicurezza quando tutti i controlli sono regolati al minimo (0,5 ms) e diminuendola quando tutti i controlli sono al massimo (2 ms); Essendo contenuti nel ciclo di 20 ms, la distribuzione sarà (considerando un punto fisso la fine della pausa di sincronismo di 6 ms):

Per i controlli al massimo
6 ms pausa sinc.
12 ms 2 × 6 impulsi
2 ms pausa di sicurezza
20 ms

Per i controlli al minimo
6 ms pausa sinc.
3 ms 0,5 × 6 impulsi
11 ms pausa di sicurezza
20 ms

Detti impulsi possono essere inviati su cavo con adatti trasduttori o possono modulare un Tx per radio-comando. In questo caso bisogna considerare che l'impulso entrante nell'amplificatore finale MC-717 (modulatore) che normalmente conduce, blocca lo stadio. Se l'uscita di esso è collegata in serie all'emettitore del pilota RF, avviene che la portante emessa sarà interrotta al ritmo degli impulsi di modulazione, con una percentuale del 100%.

A causa della deriva termica causata dall'SCR e dai componenti, la frequenza di ripetizione di 50 Hz varia nel tempo. Generalmente si ha un aumento della frequenza, ma essendo tale deriva molto lenta e di piccola entità, non comporta alcuna conseguenza al comando anche perché come vedremo nella descrizione del decodificatore, il timer (monostabile che fornisce il sincro) segue fedelmente tale deriva e non porta scompiglio tra i canali. Per l'utilizzazione nell'ambito dei modelli aereonavali, essendo circoscritto il tempo del funzionamento, detta deriva non dà preoccupazioni.

2. - DECODIFICATORE

Tralasciamo la descrizione del trasmettitore che può essere un tipo qualsiasi e del ricevitore che sarà una supereterodina con adeguato controllo automatico di guadagno, e passiamo senz'altro alla descrizione del decodificatore che, per il lettore, sarà molto interessante, data la novità del circuito, realizzato tutto con circuiti integrati.

Infatti sono impiegati 14 circuiti di questo tipo (fig. 10).

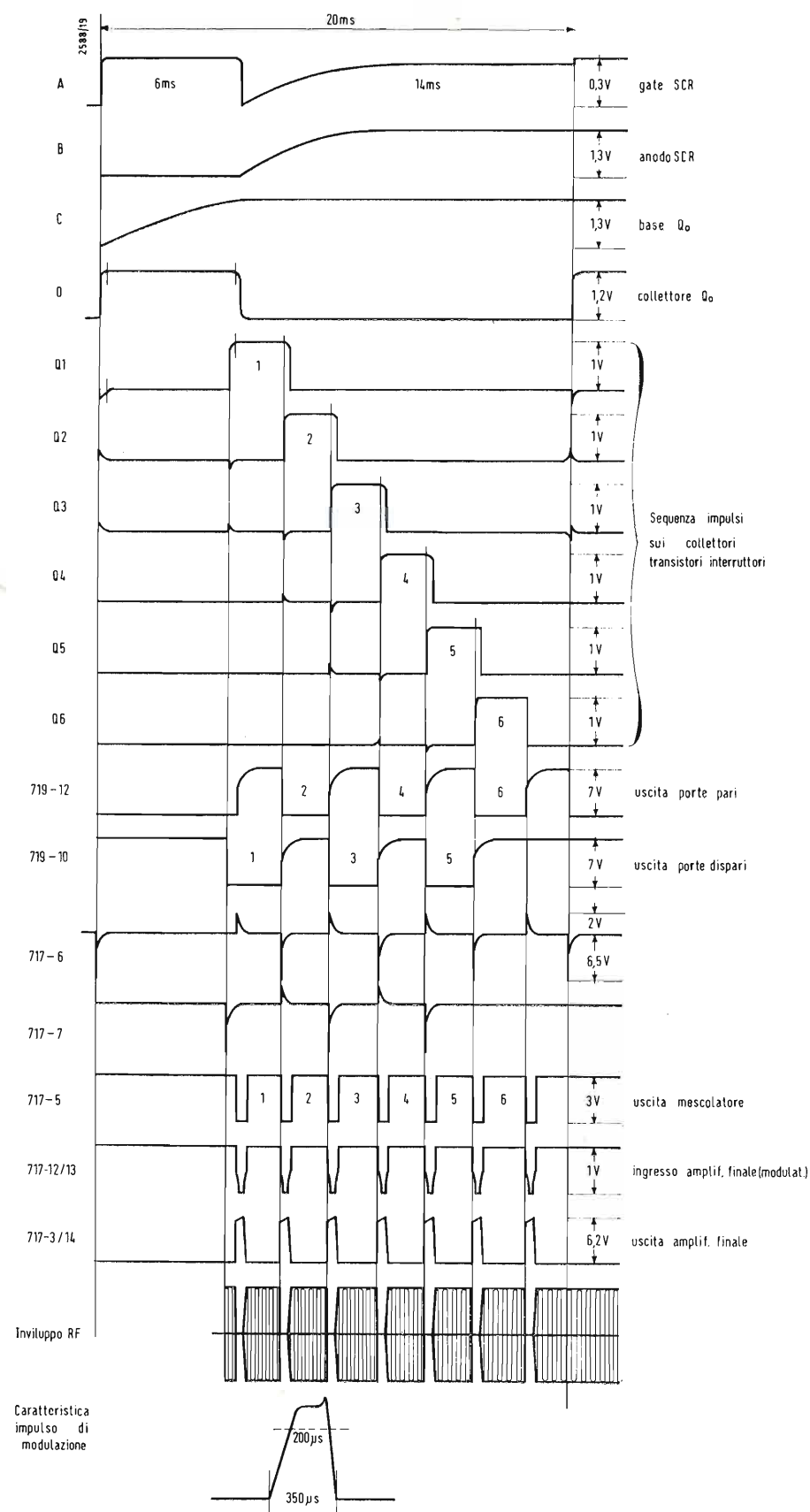



Fig. 9

Il segnale rivelato che esce dal ricevitore viene applicato al primo monostabile. Al suo ingresso entra il treno d'impulsi formato da impulsi utili negativi e impulsi di separazione canali positivi.

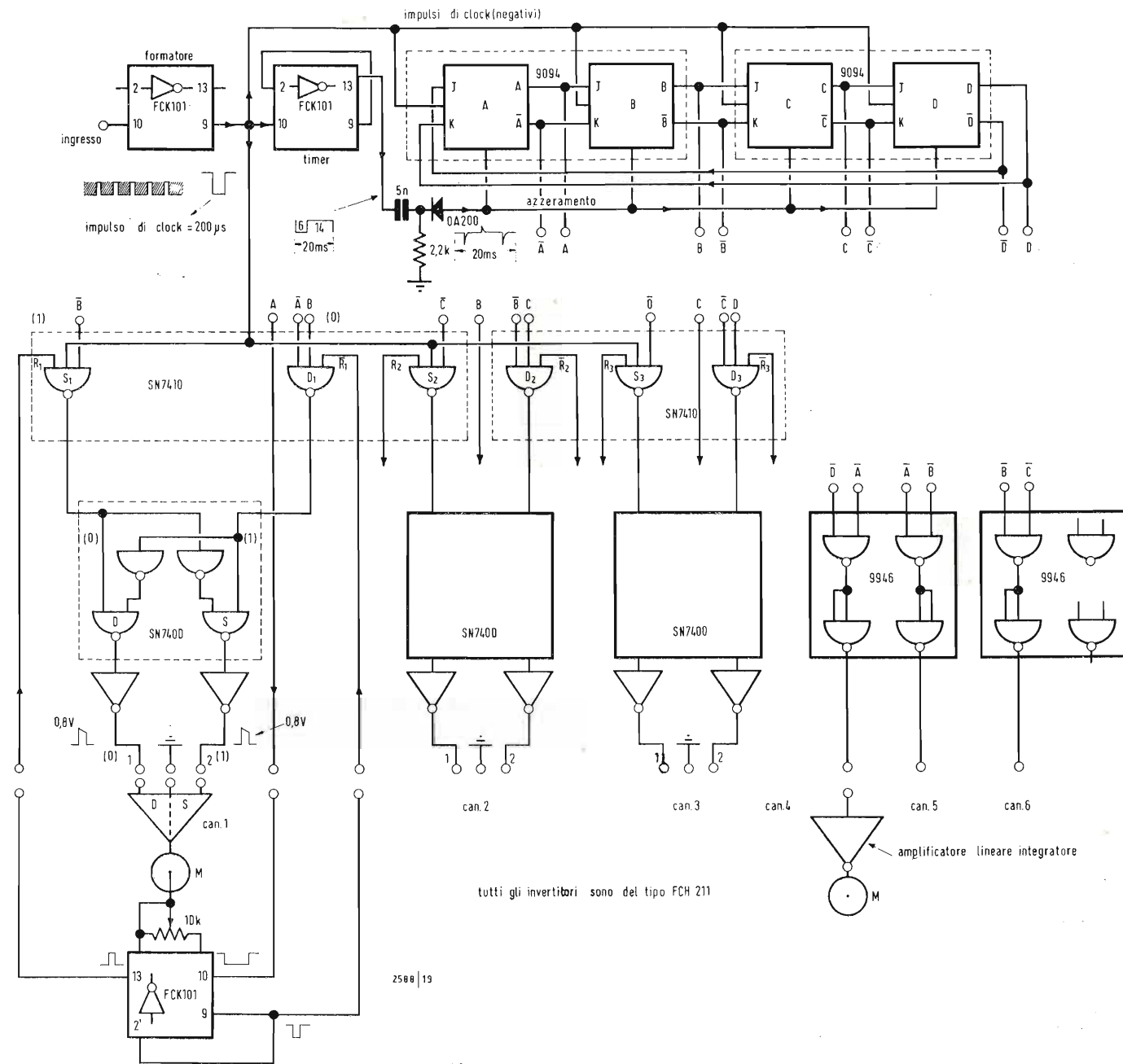



Fig. 10

Questo monostabile funge da formatore, infatti dalla sua uscita 9 si ottengono i sette impulsi di separazione invertiti (perfettamente squadrati e regolati esattamente per una durata di 200 μs) intercalati dai sei impulsi di canale di durata variabile.

Dall'uscita 9 del formatore, gli impulsi entrano nel secondo monostabile (ingr. 10) che funge da timer o sincronizzatore; infatti il fronte di discesa del primo impulso separatore canale, fa azzerare il monostabile e lo mantiene tale per 14 ms, cioè fino al termine del ciclo di 20 ms (Tale pausa contiene l'informazione utile) dopo di che il monostabile ritorna nella condizione stabile per 6 ms (pausa sinc.); quindi si riazzera per altri 14 ms e così via per ogni ciclo.

L'uscita 9 del timer entra al punto 2 ed esce invertita al punto 13 dopo di che viene differenziata, ottenendosi un impulso stretto negativo ogni 20ms, utilizzato per azzerare i Flip-Flop del decodificatore vero e proprio.

Questo è formato da due doppi FF J-K master-slave tipo 9094 della SGS. Questi quattro FF sono collegati ad anello e formano un registro di scorrimento (shift-register) collegato a memoria. L'ingresso è sincrono, cioè gli impulsi che escono dal formatore e che

I caso : Impulso comando = 0,5ms ; impulso R_1 = 1ms

II caso : Impulso comando = 1,5ms ; impulso $\overline{R_1}$ = 1ms

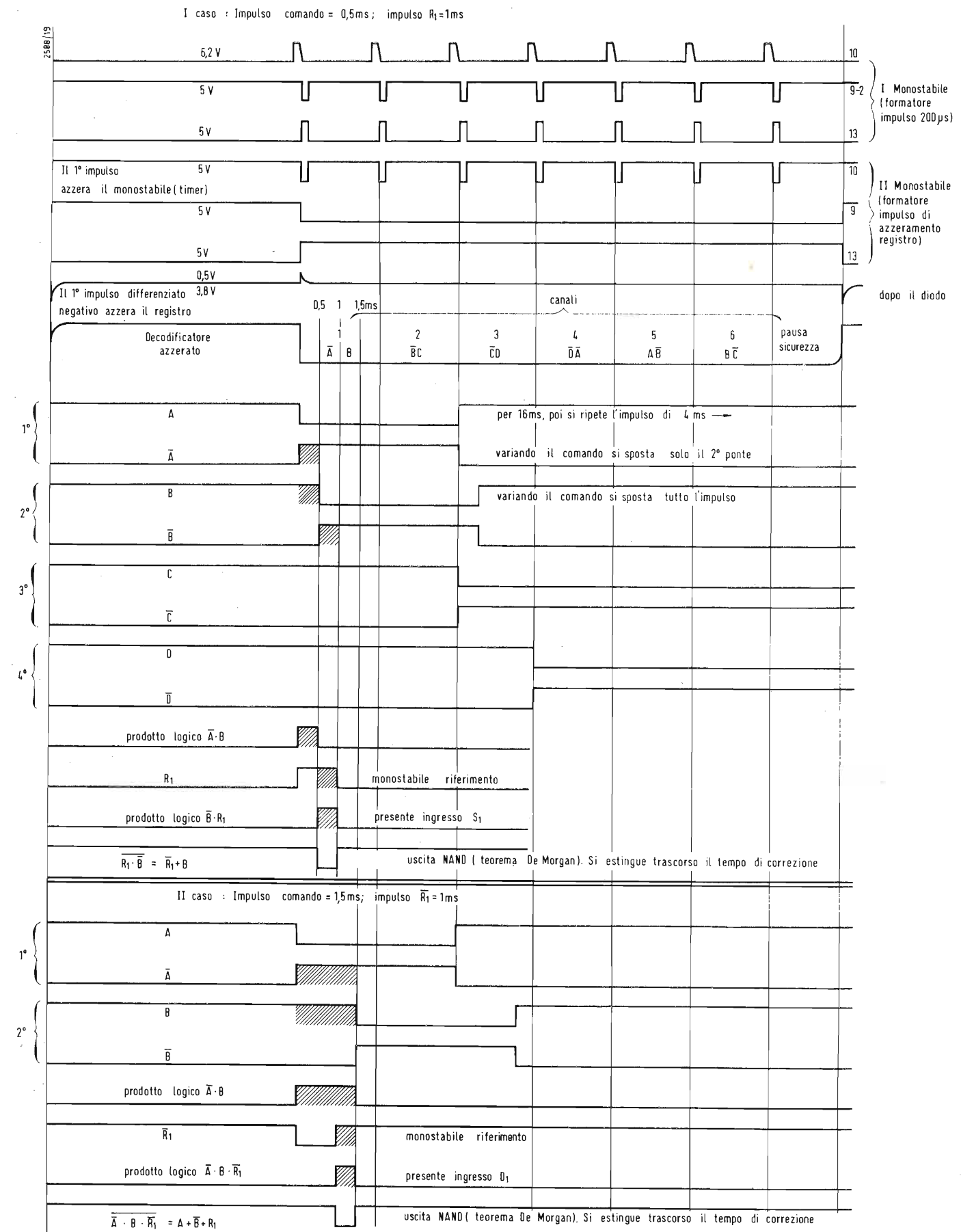



Fig. 11

TAB. 1.

J	K	Q	$\bar{Q}$
0	0	Q_n	Q_u
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	Q_u	Q_u

TAB. 2.

	A	B	C	D
Preset	1	1	1	1
Clock # 1	0	1	1	1
» # 2	0	0	1	1
» # 3	0	0	0	1
» # 4	0	0	0	0
» # 5	1	0	0	0
» # 6	1	1	0	0
» # 7	1	1	1	0
» # 8	1	1	1	1

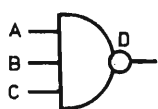
TAB. 3.

1	$\bar{A}\ B$
2	$\bar{B}\ C$
3	$\bar{C}\ D$
4	$\bar{D}\ \bar{A}$
5	$A\ \bar{B}$
6	$B\ \bar{C}$
7	$C\ \bar{D}$
8	$D\ A$
1	$\bar{A}\ B$
2	$\bar{B}\ C$
3	$\bar{C}\ D$
4	$\bar{D}\ \bar{A}$
5	$A\ \bar{B}$
6	$B\ \bar{C}$
7	$C\ \bar{D}$
8	$D\ A$

TAB. 4.

A	B	C	D
0	0	0	1
1	0	0	1
1	1	0	1
1	1	1	0

TAB. 5.

A	B	C	D	E
0	0	0	0	1
1	0	0	0	0
0	1	0	0	0
0	0	1	0	0
0	0	0	1	0

da questo momento chiameremo *Impulsi di clock*, entrano contemporaneamente negli FF.

A questo punto credo sia necessaria una descrizione del funzionamento del registro di scorrimento.

Riferendoci allo schema a blocchi (fig. 12) e alla tabella della verità (tab. 1) si nota quanto segue: ogni impulso negativo sul reset azzera il registro portando tutti i $Q = 1$ e $\bar{Q} = 0$. Di conseguenza il primo FF avrà $J = 0$ / $K = 1$ e tutti gli altri avranno $J = 1$ / $K = 0$. Appena arriva il primo impulso di *Clock*, il primo FF, trovandosi nelle condizioni della II riga della tabella della verità, cambierà stato, portando l'uscita $Q = 0$ e di conseguenza $\bar{Q} = 1$.

Da notare che, secondo la tabella, questo è uno stato stabile e i successivi impulsi di clock non scambieranno più l' FF finché J rimarrà 0 e K rimarrà 1.

Il secondo impulso di clock, troverà *solo* il II° FF che sta nelle seguenti condizioni $J = 0$ / $K = 1$ e quindi lo scambierà una volta sola (come per il I° FF). Così avviene per il III° e per il IV°.

Appena il IV° FF cambia stato, le sue uscite saranno $Q = 0$ e $\bar{Q} = 1$, per cui essendo collegate incrociate le uscite del IV° con gli ingressi del I° (anello rigenerativo), il I° FF avrà $J = 1$ e $K = 0$. Ciò significa che il I° FF ora si trova nelle condizioni della III^a riga della tabella, per cui al 5° impulso di clock, esso passerà nello stato $Q = 1$ e $\bar{Q} = 0$. Quindi, di volta in volta pure gli altri FF si troveranno nella condizione 3 della tabella e scambieranno in conseguenza.

Si è ottenuto così uno shift-register a 8 Bits o registro di scorrimento per cui un impulso di clock viene spostato in avanti ogni volta che si presenta nei rispettivi ingressi collegati in parallelo. Come si vede dalla tabella 2, esso impiega il codice tipo « *cambio di uno* ». Il registro restituirà l'informazione memorizzata che circolerà attraverso se stesso. Gli stati successivi nei quattro FF sono indicati nella tabella 2. Andiamo ora a considerare le uscite dei segnali dal registro ai fini del nostro lavoro.

Come si vede dalla tabella 3, le coppie di impulsi contemporanei positivi, sono otto di cui noi ne utilizziamo soltanto sei, cioè quanti sono i canali trasmessi. Dopo l'ottava coppia il ciclo si ripete. Il lettore si domanderà: ma perché è presa in considerazione una coppia di impulsi invece di un solo impulso? È presto detto; i due impulsi saranno necessari per far funzionare correttamente i circuiti logici che seguiranno, consistenti quasi tutti in porte NAND.

Soffermiamoci un momento su questo circuito. La porta NAND (NOT-AND) è un circuito logico che dà 0 quando a tutti gli ingressi è presente 1; dà 1 quando a uno o più ingressi è presente uno 0. In sostanza basta che uno solo dei terminali di ingresso sia diverso dagli altri che l'uscita è 1 (vedi tab. 4 o tabella della verità relativa alla logica NAND).

Sono considerati come 0 (zero) tutti gli impulsi sotto un certo livello di tensione e come 1 (uno) tutti quelli che sono sopra a questo potenziale di soglia. Da qui come accennato più sopra, la necessità di avere almeno due impulsi uguali di segno e ampiezza. Da notare che la porta NAND è una porta AND con uscita invertita, per cui il segnale uscente è sempre opposto di segno rispetto a quello entrante.

L'algebra booleana esprime questa funzione logica con la seguente formula $D = \overline{A \cdot B \cdot C} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C}$ (dal teorema di De Morgan).

Già che siamo in argomento accenniamo al circuito NOR usato nel codificatore. Questo è un circuito OR con inversione. Seguendo la tabella della verità del NOR (tab. 5) si nota che si ha un livello zero in uscita quando uno o tutti gli ingressi sono uno.

La formula booleana è:

$$E = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \bar{D} = A \cdot B \cdot C \cdot D$$

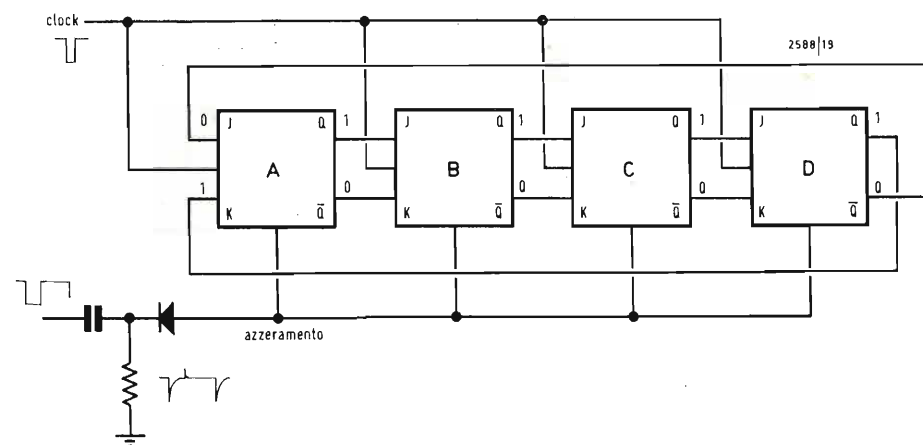



Fig. 12

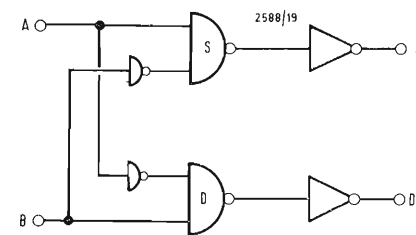



Fig. 13

I circuiti che seguiranno saranno tutti NAND a 3 e alcuni a 2 ingressi.

Andiamo quindi a considerare i gruppi di circuiti interessati al 1° canale e diciamo subito che lo scopo finale del sistema è quello di ottenere la rotazione di un motorino in senso orario e antiorario rispetto la sua posizione neutra o di riposo.

Detti circuiti comprendono 2 NAND a 3 ingressi, 1 quadruplo NAND a 2 ingressi, 2 invertitori e il servo-comando o semplicemente « servo » nel gergo modellistico. Quest'ultimo è formato da due amplificatori cc. simmetrici e quindi a due ingressi, che pilotano nei due sensi il motorino il quale oltre ad eseguire il comando vero e proprio, fa ruotare un potenziometro calettato sul suo asse, la cui resistenza utile (a motore fermo) è tale che, assieme ad un condensatore provvede a fornire una costante di tempo di 1 ms ad un circuito monostabile del tipo micrologico.

Cerchiamo ora di vedere chiaro in questo dedalo di funzioni logiche che scaturisce da questa catena di circuiti. È necessario aiutarci punto per punto con la fig. 11 per seguire la logica del decodificatore.

Premettiamo che il comando del 1° canale sul codificatore in posizione di zero (riposo) sia regolato per generare un impulso di 1 ms.

Si consideri innanzitutto il 1° caso, fig. 11, cioè che l'impulso entrante (di comando) sia di 0,5 ms, cioè più corto della costante di tempo del monostabile di riferimento che è anch'esso regolato a 1 ms.

Osservando all'oscillografo l'uscita A del registro, noteremo che questa è presente per 6 ms (pausa sinc.) mentre è assente per i primi due canali, per cui non ci interessa. Controlliamo l'uscita $\bar{A}$: essa è assente per 6 ms ed è presente per i primi due canali: questa ci interessa e colleghiamo quindi $\bar{A}$ ad un ingresso del NAND D_1.

Osservando ora l'uscita B, notiamo che la sua presenza interessa il 1° canale perciò colleghiamo anche il punto B al II° ingresso del NAND D_1. Ciò significa che per il 1° canale si utilizzano contemporaneamente le uscite $\bar{A}\ B$ e ciò corrisponde alla tabella 3. In altre parole il canale I ha una larghezza dell'impulso caratterizzata da $\bar{A}\ B$.

Il terzo ingresso del D_1 è collegato all'uscita diritta del monostabile di riferimento ($\bar{R}_1$). Il monostabile è *sincronizzato* appena $\bar{A}$ va positivo, così $\bar{A}$ e R_1 hanno il primo fronte simultaneo.

Osserviamo ora l'uscita $\bar{B}$ e vedremo che essa è parzialmente presente nel canale I, quindi colleghiamo $\bar{B}$ al primo ingresso di S_1; al secondo ingresso colleghiamo l'uscita invertita del monostabile di riferimento e al terzo l'uscita 9 del formatore di impulsi.

Siccome, come detto prima, il monostabile deve partire col primo fronte dell'impulso di comando, il suo ingresso 10 va collegato all'uscita A.

Ora entrano in gioco i cosiddetti «*prodotti logici*», per cui essendo presenti nel canale I per la durata di 0,5 ms, due aree di impulsi, $\bar{A}$ e B, il prodotto logico sarà $\bar{A} \cdot B$.

Nel canale I è presente, come abbiamo visto, anche una parte del canale $\bar{B}$ che sommandosi con l'area dell'impulso di riferimento $R_1 = 1$ ms formerà all'ingresso del NAND S_1 il prodotto logico $R_1 \cdot \bar{B}$ che sarà la differenza fra i due impulsi $R_1 - \bar{B}$. Lo chiameremo impulso d'errore o di correzione. L'uscita del NAND sarà (De Morgan) $\bar{R}_1 + B$.

Da questo momento entra in azione il meccanismo di correzione del motorino: per l'intervallo di tempo $T = 0{,}5$ms i tre ingressi di S_1 sono allo stato 1, l'uscita è 0 (4^a condizione della tabella 4), l'uscita S dell'SN7400 è 0, dopo l'inverter è 1. Il segnale (impulso positivo) entra nel canale S dell'amplificatore cc, mette in azione il motorino, ma fino a quando? Esattamente per 0,5ms sino a correggere la costante di tempo del monostabile (diminuzione della resistenza del potenziometro) e ridurla a 0,5ms. Eseguita questa operazione, non è più presente la differenza di durata fra impulso entrante e quello di correzione e il motore si ferma in quella posizione.

È evidente che se riportiamo a zero la manopola di comando, cioè a 1 ms, il motorino tornerà anch'esso a zero perché l'insieme dei circuiti continua sempre (ogni 20ms) a confrontare i due impulsi, ed essendo zero la loro differenza, si fermerà nella posizione neutra.

Il NAND D_1 durante questa azione non agisce perché non esiste la condizione di funzionamento del NAND: si osservi che $\bar{A}$ è positivo, B è positivo e $\bar{R}_1$ è negativo ed è proprio quest'ultimo segnale che blocca il NAND (3^a condizione della tab. 4).

Per sicurezza, onde evitare che per una causa qualsiasi, impulsi spuri siano presenti contemporaneamente agli ingressi dell'amplificatore cc e provochino un corto nella batteria, si è inserito un circuito a doppio NAND interbloccato. Esso deve rispondere alle seguenti esigenze:

	Ingressi		Uscite	
	A	B	D_1	S_1
DESTRO	1	0	1	0
SINISTRO	0	1	0	1
FERMO	1	1	0	0
	0	0	0	0

USCITA DESTRA $= A\bar{B}$
USCITA SINISTRA $= \bar{A}B$
USCITA ZERO $= \bar{A}\bar{B}$

Ciò significa che il motorino gira, soltanto se ai due ingressi del circuito di interblocco sono presenti impulsi di segno diverso: se sono presenti due im-

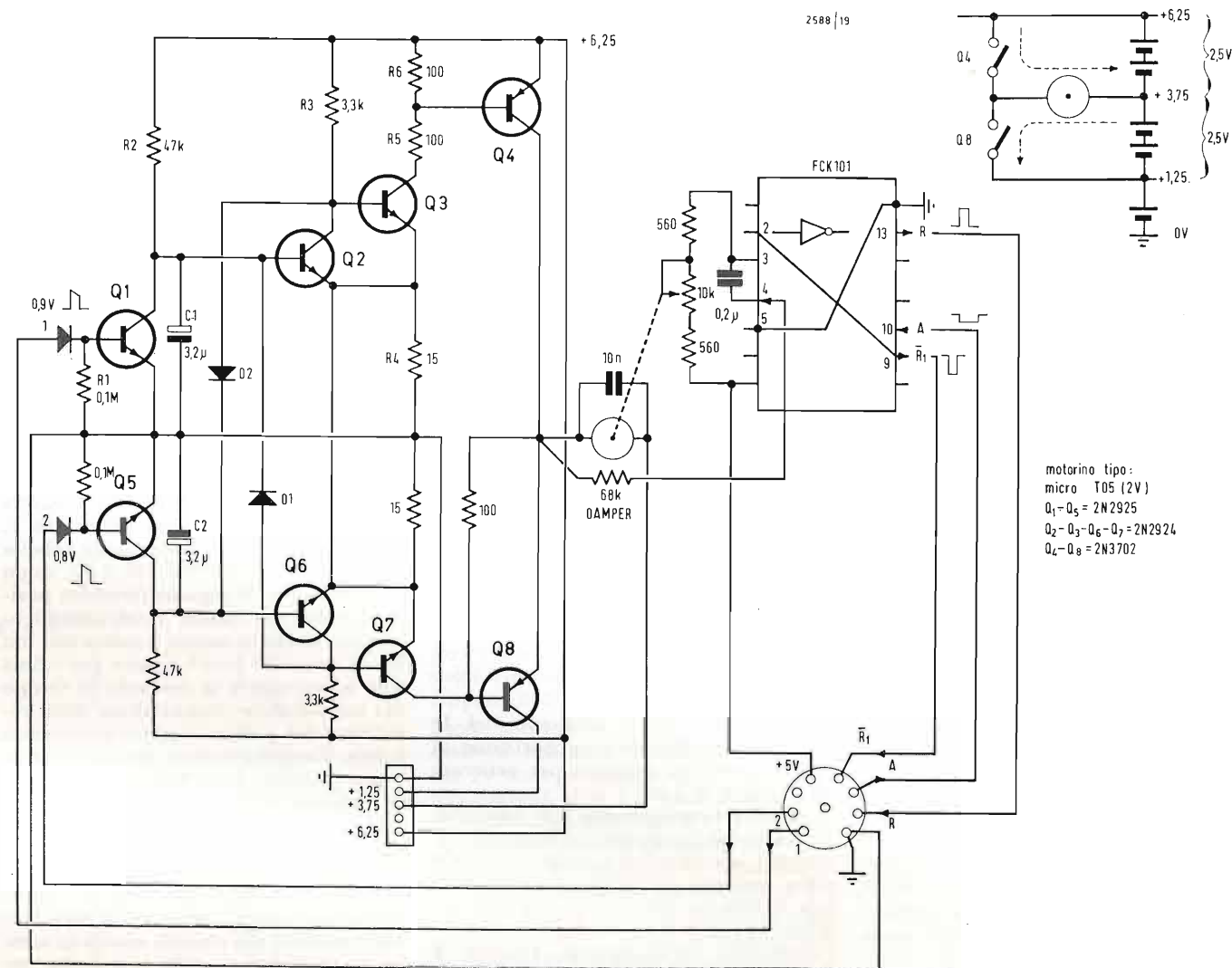



Fig. 14

pulsi positivi, dà zero, se sono presenti due impulsi negativi o a basso livello (zero) dà ancora zero.
Per completare il NAND S_1, al terzo ingresso arrivano gli impulsi di canale che sono positivi, intercalati da impulsi negativi della durata di 200 μs.
Per questo tempo è evidente che il NAND si bloccherà, assicurandoci che esso funzioni soltanto per la durata positiva dell'impulso e non negli intervalli tra un impulso e l'altro.
Consideriamo ora il 2° caso: che l'impulso di comando sia di 1,5 ms, cioè più lungo dell'impulso generato dal monostabile di riferimento che è fermo a 1 ms.
Ora è il circuito NAND D_1 che entra in azione ed esegue la stessa funzione di S_1 con la differenza che il prodotto logico avverrà fra $\bar{A}$ B $\bar{R}_1$ e darà luogo ad un impulso di correzione positivo (differenza fra le aree $\bar{A}B$ positive ed $\bar{R}_1$ negativa).
Il motorino girerà così nell'altro senso, fermandosi quando avrà portato la durata del generatore di riferimento da 1 ms a 1,5 ms.
Si adopera lo stesso sistema logico per realizzare il 2° canale, utilizzando questa volta le uscite del decodificatore $\overline{BC}$ e $\bar{C}$ e il 3° canale, utilizzando le uscite $\overline{CD}$ e $\bar{D}$.

3. - SERVO COMANDO

Esso è costituito da una piccola piastrina a circuito stampato, sulla quale è montato, nel modo più compatto possibile, il doppio amplificatore cc, il monostabile di riferimento, il motorino con relativi ingranaggi di riduzione giri e potenziometro di ripristino della costante di tempo.
Il segnale decodificato perviene all'ingresso 1 e Q_1 lo amplifica; C_1-R_2 provvedono ad allungarlo, viene quindi applicato all'ingresso del Trigger di Shmitt.
In assenza degli impulsi di comando dato che R_4 è in comune con l'emettitore di Q_2-Q_3, la tensione *b-e* di Q_3 è essenzialmente 0 V e Q_3 è aperto.
La c.d.t. attraverso R_4 dipende ora dalla conduzione di Q_2. Questo porta la base di Q_4 alla stessa tensione del suo emettitore e Q_4 risulta aperto.
Un impulso positivo su Q_1 porterà il collettore di Q_2 al positivo, polarizzando direttamente Q_3; la c.d.t. su R_4 dipende ora dalla conduzione di Q_3 e la tensione positiva all'emettitore di Q_2 provoca una tensione on-off sulla base di Q_4.
Quando Q_3 conduce la giunzione fra le R_5-R_6 va al potenziale di massa. Questo fatto polarizza direttamente Q_4 che conduce e dà il + 2,5 V al motore.
Lo stesso avviene per l'altra sezione dell'amplificatore.
I diodi D_1 e D_2 servono per non far condurre contemporaneamente Q_4 e Q_8: se Q_1 conduce polarizza direttamente D_1 togliendo la tensione positiva al collettore di Q_6 in modo che Q_7 non può condurre. Se conduce per primo Q_5, esso polarizza direttamente D_2 mettendo a massa il collettore di Q_2.
Le resistenze da 560 Ω ai lati del potenziometro limitano elettricamente il percorso della leva del servo. Il loro valore può essere aggiustato in base alla deviazione massima che si vuole avere dalla leva di comando.
La resistenza di controreazione da 68

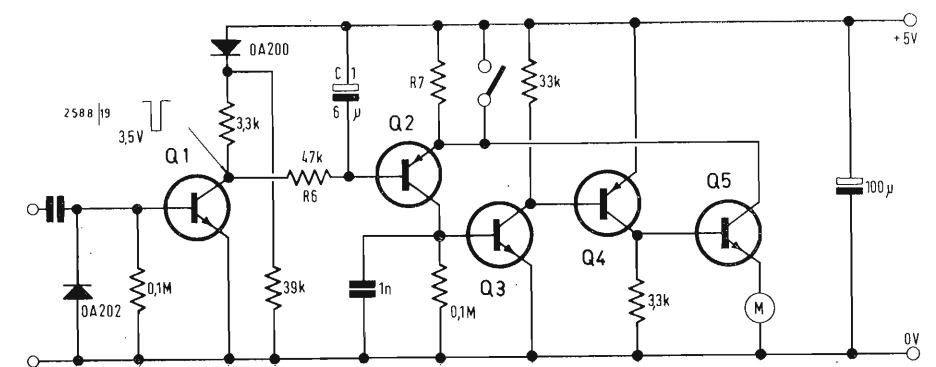
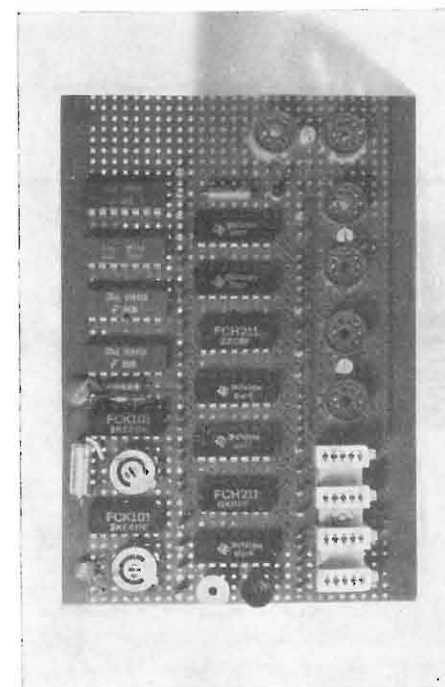
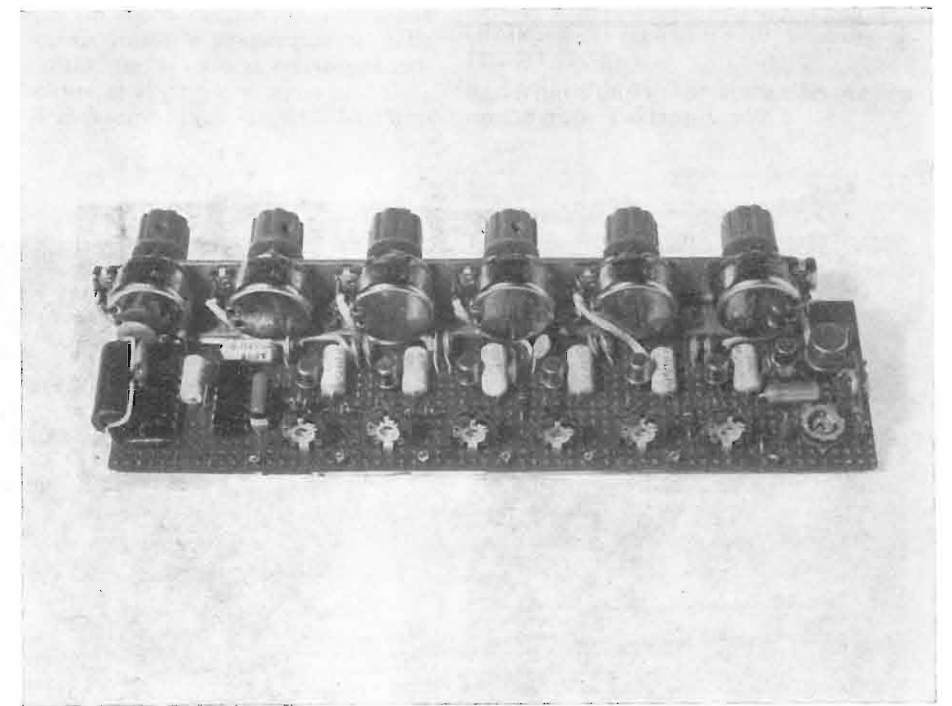
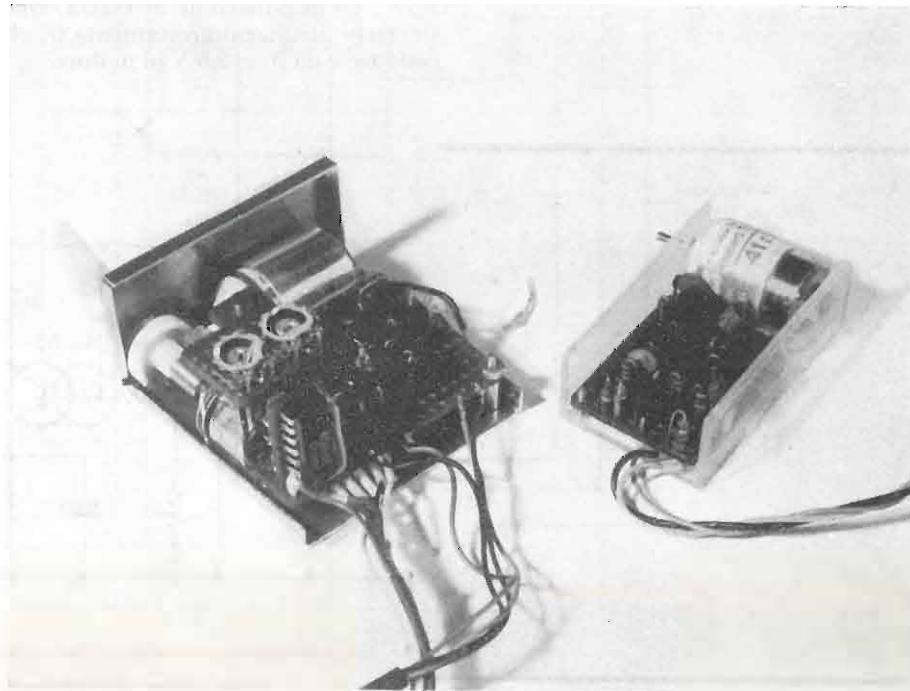
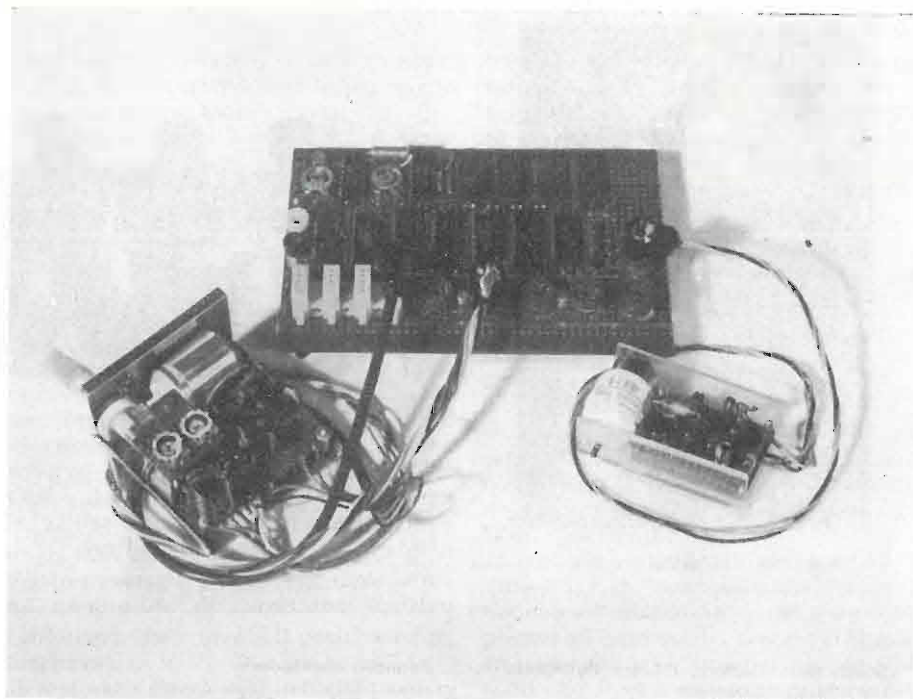



Fig. 15

Pannello decodificatore. (Manca l'integrato relativo alla stabilizzazione 5 V).

Pannello codificatore.

kΩ serve per evitare di oltrepassare il punto di stop dell'asse del motore (evita cioè pendolamenti attorno al punto di stop).
Oltre a questo, altri circuiti possono essere impiegati con lo stesso scopo di far girare un motorino in un senso o nell'altro.

Questi tipi di circuiti possono essere collegati ai primi tre canali, i quali adoperano lo stesso sistema logico.
Come si nota dalla fig. 11, gli altri tre canali sono a sistema meno complesso e si possono prestare ad altri tipi di comando, uno dei quali può essere quello della velocità del motore, azionamen-

Servo comandi
A sinistra: comando leva a senso orario e antiorario (rapporto giri 1: 350):
A destra: comando velocità e freno (rapporto giri 1: 41).

Assieme decodificatore e servi.

to freni e di interruzione o chiusura di un circuito.
Per questi tre canali si adoperano le uscite del decodificatore $\overline{D}\,\overline{A}$ per il 4° canale, $A\,\overline{B}$ per il 5° e $B\,\overline{C}$ per il 6°.
Presentiamo ora lo schema e la descrizione di questo tipo di servo-comando.
Il segnale di canale positivo entra in base di Q_1 che lo amplifica e lo inverte.
L'impulso di uscita dal collettore, tramite la R_6 entra in base di Q_2 che è il primo stadio di un amplificatore cc. Il condensatore C_1 assieme ad R_6 forma un gruppo integratore che allunga nel tempo l'impulso entrante.
Quando Q_1 è interdetto, la tensione al suo collettore è uguale alla tensione di alimentazione meno la c.d.t. attraverso il diodo, considerata in senso diretto.
Per tutta la durata dell'impulso, Q_1 conduce per 0,5-2 ms secondo la posizione della manopola di comando. La tensione continua sulla base di Q_2 dipende dalla durata dell'impulso secondo la seguente formula: larghezza impulso (ms) $\times$ V_c Q_1 / durata del ciclo (ms).
Quindi per 0,5 ms, $= 0,5 \times 3,5/20 =$ 87,5 mV
per 2 ms, $= 2 \times 3,5/20 = 350$ mV.
Così la cc in ingresso a Q_2 varia da 87,5 mV a 350 mV per una variazione di durata da 0,5 a 2 ms.

Questa tensione amplificata provoca una variazione di tensione ai capi del carico sul Q finale da zero a 4,9 V. Il guadagno è reso lineare e stabile dalla tensione negativa di controreazione presente ai capi di R_7.

In definitiva si ha un controllo proporzionale e lineare della tensione applicata al carico, che può essere un motorino e quindi se ne varia linearmente la velocità, o un freno magnetico, ottenendo un'azione dolce e proporzionale della frenatura. In tal caso la resistenza della bobina si aggirerà attorno ai 7 Ω.
Se si cortocircuita la R_7 (0,3 Ω) l'amplificatore si comporta come interruttore, allora si può inserire sul carico un relè o una elettrovalvola.
L'assorbimento a riposo è di 1 mA; a 2 ms è di 50/100 mA in dipendenza del carico. La R_5 determina il punto di tensione zero sul carico in assenza del segnale.
La R_7 è una resistenza di 1/4 di W (10/50 Ω) su cui sono avvolte circa 9 spire di filo di rame smaltato di ⌀ = 0,1 mm; la sua resistenza può variare da 0,3 a 0,4 Ω. Il motorino naturalmente sarà adatto per la tensione di alimentazione usata.

Q_1-Q_3 = 2N 708; Q_2 = 2N 3702; Q_4 = 2N 3609; Q_5 = 2N 1711.

L'alimentazione del complesso codificatore (Tx) è di 9 V.

L'alimentazione del complesso decodificatore è ottenuta da una batteria a 12 V che alimenta un nuovo circuito integrato della SGS tipo L123 il quale fornisce la tensione di 5 V stabilizzata e comprende un limitatore di corrente. Questo stabilizzatore normalmente è bloccato e non appena arriva l'impulso di comando dal ricevitore (segnale ingresso decodificatore) viene automaticamente inserito e dà l'alimentazione all'apparato.

L'alimentazione del servo-comando fornisce una batteria a 6 V.

I circuiti integrati adoperati nel decodificatore sono:
2 monostabili FCK 101 (Philips); 2 doppi master-slave J-K μL9094 (SGS); 2 tripli NAND a tre ingressi SN7410 (Texas-instruments); 3 quadrupli NAND a due ingressi SN7400 (T.I.); 2 quadrupli NAND a due ingressi μ-L 9946 (SGS); 2 invertitori sestupli FCH 211 (Philips); 1 regolatore di tensione L 123-B1 (SGS).
Le forme d'onda sono state rilevate con oscillografo Tektronix 453. *A.*

Inaugurata il 29 ottobre la nuova sede Agfa - Gevaert a Milano

dott. ing. T. Leone*

Una novità nella strumentazione industriale

Un modulo standard di memoria digitale PHILIPS, *versatile, poco costoso, adatto ad essere impiegato nei sistemi di elaborazione e controllo dei dati.*

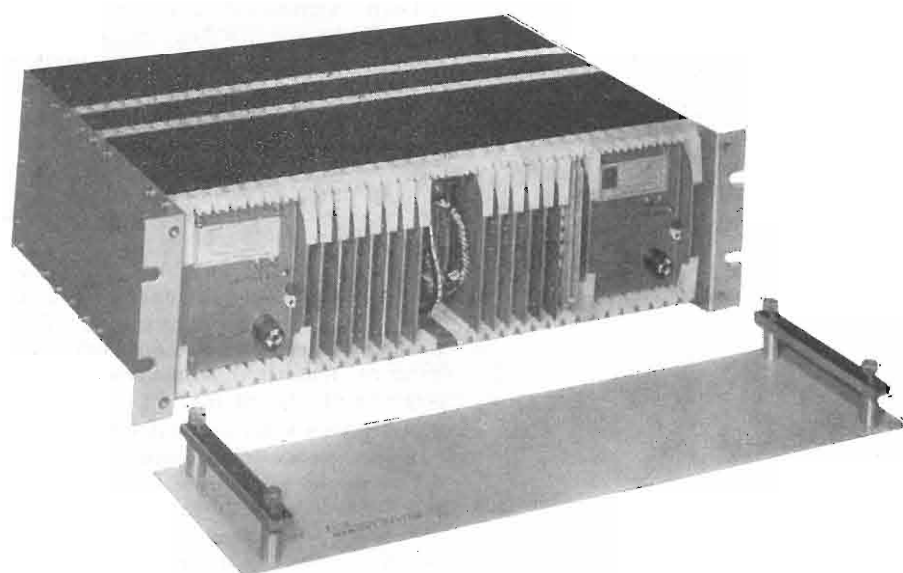



Fig. 1 - Modulo di memoria Philips tipo FI-3

Recentemente l'introduzione di una nuova serie di memorie magnetiche complete: la serie FI, a media velocità, limitata capacità e con funzioni operative comuni a un gran numero di applicazioni, ha permesso elevate produzioni a costi eccezionalmente bassi, pur rimanendo la qualità a livello pienamente professionale.
In questa serie la memoria FI-3 presenta:
—28 capacità standard: 1K, 2K, 4K, 8K parole di 6, 8, 9, 10, 12, 16, 18, 20 bit (con possibilità di parallelare sia per bit che per parola);
—tre modi diversi di funzionamento: a mezzo ciclo, ciclo completo e ciclo spezzato;
—un circuito di ritenzione delle informazioni nell'evento che venga a mancare l'alimentazione o, in generale, di uscita dall'area di corretto funzionamento nel diagramma temperatura-tensione d'alimentazione.
Qualità professionale, flessibilità e basso costo sono le caratteristiche che rendono il modulo di memoria FI-3 adatto ad un grande e svariato numero di applicazioni nei sitemi digitali.

APPLICAZIONI

Ciò che una memoria può compiere è sostanzialmente sintetizzato nei seguenti punti:
immagazzinare informazioni;
rendere compatibili due sistemi operanti a velocità diversa (buffer);
programmare;
convertire un codice e, in particolare, decodificare;
riorganizzare ed elaborare dati;

(*) Reparto Microelettronica della Sezione Elcoma-Philips.

convertire in formato una sequenza di dati (per esempio da nastro a stampante).
È facile estrapolare queste funzioni basilari o combinarle tra loro per soddisfare le molte esigenze di un sistema di elaborazione di dati o, in genere, di controllo. Prendiamo come primo esempio l'immagazzinamento di dati.
Con l'ausilio di un piccolo modulo di memoria tipo FI-3 (fig. 1) si può ottenere, durante determinate fasi di un programma di ricerca, una serie di misure elaborate e apportare delle correzioni, senza essere costretti ad annotarle e senza dover perdere del tempo ad estrarre e selezionare i dati di effettivo interesse.
A tale scopo si fa funzionare la memoria in modo sequenziale e vi si accumulano le informazioni man mano che queste vengono acquisite. In un quadro di comando si può assegnare un indirizzo alle informazioni, in modo da poterle rintracciare in seguito, o più semplicemente si può prendere nota della corrispondenza tra l'indirizzo e l'informazione.
Le informazioni immagazzinate e schedate rimangono così disponibili finché non occorrono e, ad ogni conveniente istante, si può decidere quale lettura è utile, tirarla fuori su una stampante o su un altro dispositivo di scrittura e cancellare il resto.
Nel caso che si abbia una successione di misure prelevate da strumenti in parallelo è facile ed economico, mediante un sistema di scansione semiautomatico o completamente automatico, prelevare l'informazione da tutti gli strumenti di misura e disporla in memoria secondo un programma d'indirizzo. Una volta stabilito questo programma, si possono accumulare rapidamente i dati anche in situazioni piuttosto difficili quale quella schematizzata in figura 2. Qui la sequenza di scansione richiede una serie di segnali in ingresso di diversa frequenza ed ampiezza. Il programmatore permette la selezione di dieci differenti frequenze d'ingresso, per mezzo di una tastiera; in ogni caso il ricevitore è portato sul canale voluto, mentre l'elemento di scansione trasferisce la lettura sequenzialmente alla memoria facendo avanzare il registro d'indirizzo di una posizione alla volta.
I dati così immagazzinati possono essere letti più tardi, completati e immagazzinati. Operando secondo il ciclo completo lettura-rigenerazione si può utilizzare l'informazione per tutto il tempo necessario e quindi cancellarla per fare posto a una nuova serie di misure.
Una applicazione più comune e meno costosa è mostrata in figura 3. In questa si deve misurare un solo parametro: la frequenza d'uscita di un oscillatore a cristallo ad un intervallo di tempo di 10 secondi, in un periodo di 48 ore. Ad ogni intervallo di 10 secondi, il temporizzatore fa eseguire alla memoria una lettura, poi fa avanzare l'indirizzo di una posizione per prepararlo alla nuova lettura. Il temporizzatore digitale è sincronizzato con il frequenzimetro, in modo da poter registrare il tempo di ogni lettura e, contemporaneamente esplica la funzione di disimpegnare la memoria in tale momento.

Fig. 2

Fig. 3

Una lettura, effettuata ogni dieci secondi, significa 17.280 letture in 48 ore e quindi una lunga tabella di dati all'uscita della stampante.

È possibile a questo punto ritornare in memoria, rielaborare le informazioni, ponendole nelle sequenze volute ed uscire ancora una volta dalla stampante, e così via finché è necessario. Nel caso sia richiesta l'estrazione di alcuni dati significativi, si può accoppiare un comparatore digitale alla memoria affinché operi la voluta selezione. In definitiva l'intero contenuto della memoria può essere esaminato in pochi secondi ed automaticamente è possibile decidere se le misure o la serie di misure hanno un valore al di sopra o al di sotto di un prestabilito livello di riferimento. Si possono in tal senso immagazzinare i dati relativi alla deviazione massima e minima e alla stabilità dell'oscillatore.

È ovviamente possibile combinare le due tecniche, di cui alle figure 2 e 3, includendo un programma per l'intero sistema.

Ponendo più memorie in parallelo si può realizzare una notevole capacità e quindi progettare un sistema più sofisticato completamente automatico, che non richiede alcun intervento umano.

Si divide a tale scopo la memoria in settori, ognuno dotato di un suo settore nel registro d'indirizzo, e vi si introduce l'informazione proveniente da un dispositivo di misura (sia esso un generico trasduttore), mentre l'ultimo settore viene conservato per immagazzinare il programma. Una memoria con capacità di parola di 8K (realizzata con due FI-3 da 4K, parallelate per bit) può essere settorizzata per immagazzinare 1000, misure da 8 sorgenti diverse, i rimanenti 192 indirizzi vengono utilizzati per programmare la sequenza delle misure.

Esiste anche un programma in ogni misura, infatti ogni dato (parola) immagazzinato contiene dei bit finali di istruzione che programmano lo strumento ed indirizzano la misura successiva al voluto indirizzo dell'apposito settore.

Il programma può essere introdotto in memoria in modi diversi. Per un programma temporaneo la sequenza viene determinata di volta in volta e ogni parola immagazzinata è rintracciabile, mediante un quadro di programma. Programmi permanenti possono essere immagazzinati su nastri magnetici o su schede e letti nella memoria in pochi secondi, quando servono.

Fig. 4

In alcuni casi è utile disporre di una routine di programmi e sub-programmi.

Il trasferimento di un programma alla memoria viene effettuato con tastiera.

Inoltre, ogni nuovo programma impostato manualmente sul quadro di comando può essere conservato su un registratore ed inserito in un successivo programma.

Un'altra applicazione del modulo di memoria FI-3 va comunemente sotto il nome di cambiamento di velocità e formato. Allo stato attuale tecnologico sussistono alcune disparità tra la velocità di operazione dei componenti del sistema di elaborazione e controllo. Il modulo di memoria FI-3 è particolarmente versatile in tale applicazione; con un tempo di ciclo completo di 3 μs, la memoria può essere interrogata o può rispondere alla velocità di 300.000 volte al secondo. Lavorando poi secon-

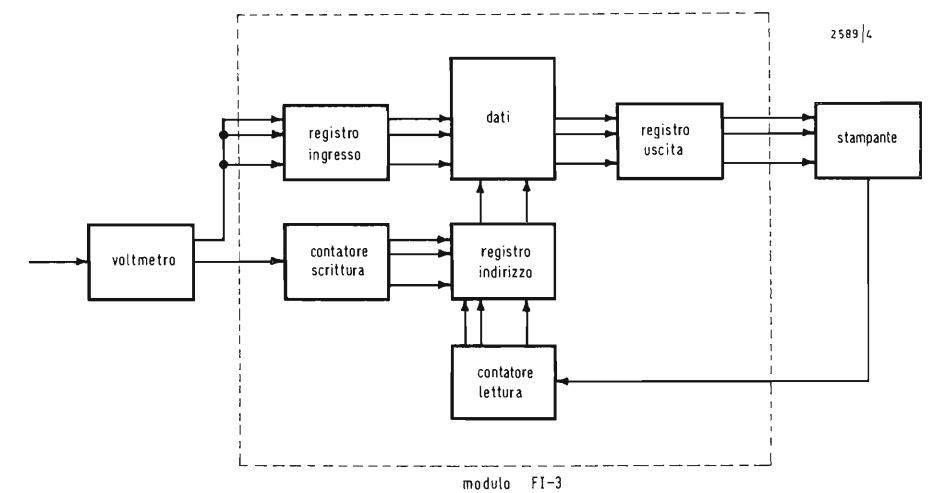



Fig. 5

do il mezzo ciclo a solo scrittura o solo lettura, la velocità è ancora maggiore, con un tempo di ciclo inferiore a 2 μs che corrisponde alla possibilità di accettare o fornire 500.000 dati al secondo. Alternativamente il sistema può lavorare lentamente quanto si vuole, con l'uso di un'appropriata frequenza dell'impulso di comando.

Mediante l'uso del modulo di memoria è possibile quindi cambiare la velocità di propagazione di una linea di trasmissione. Se, ad esempio, ho effettuato la misura di una forma di onda, campionata ogni 2 μs, rilevandone digitalmente l'ampiezza, campione per campione, si ha la possibilità con un sistema separatore, costituito da un modulo di memoria, di acquisire l'informazione nei momenti desiderati ed eventualmente registrarli in un sistema lento a nastro.

Un'altra applicazione più convenzionale ma meno appariscente è nella scansione di più sorgenti d'informazione che forniscono i dati a un calcolatore che opera a una sua velocità estremamente alta (figura 4).

Il sistema di memoria accetta i dati alla velocità con cui provengono dal sistema di scansione e li trasmette al calcolatore alla velocità di 10.000 in qualche millisecondo.

Nell'esaminare una lunga sequenza di misure di tensione, effettuate con un voltmetro digitale e stampate, si ha un controllo dell'elemento lento su quello veloce. Se il volmetro è veloce, è la stampante che ne controlla la velocità, al ritmo di 30 letture al secondo. Qui l'impiego di un modulo di memoria FI-3, inserito tra i due, rende possibile un interlacciamento delle velocità (figura 5).

Ognuno dei due componenti può così operare alla sua naturale velocità senza interferenza alcuna.

Il cambiamento di formato (conversione di codice o di presentazione tabulare) è un'altra operazione tipica dei sistemi standard di memoria e può anche realizzarsi simultaneamente al cambiamento di velocità.

Un settore selezionato della memoria viene caricato secondo il programma della conversione voluta; per esempio con il codice di Gray, per una numerazione da 0 a 1000; con il seno di angoli tra 0° e 180° o con il valore $2\pi X$ per $0{,}001 < X < 100$. Immagazzinati questi valori in sequenza negli indirizzi del settore, si applicano in ingresso i risultati di una misura in codice $B\ C\ D$, o decimale puro.

Facendo operare la memoria secondo il ciclo completo, lettura-rigenerazione, è possibile leggere direttamente la forma convertita ed utilizzarla esternamente o memorizzarla ancora o trasferirla in un magazzino di dati che può essere un altro settore della memoria.

Il problema del cambiamento di formato pone altri problemi tipici nell'uso di un modulo standard. Ad esempio è lecito immagazzinare nello stesso indirizzo due parole di 8 bit in una memoria a 16 bit e quindi leggere sequenzialmente le due parole o discriminarle con un circuito aggiuntivo.

Oppure si possono immagazzinare parole di 16 bit e poi leggere solo parte di esse, diciamo i primi 5 bit.

In definitiva, la versatilità del modulo è tale da poter giocare come si vuole sulla capacità totale, intesa come numero di bit.

A.

Motorino c.c. 3,7 ÷ 5,5 V - Tipo Niki 001. Laboratori Ing. G. Fioravanti - Milano

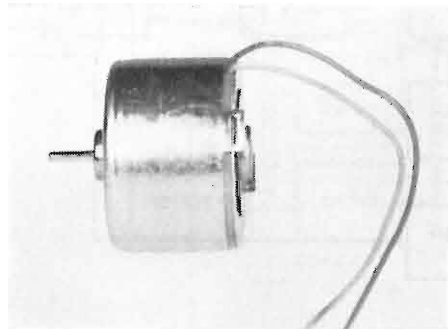
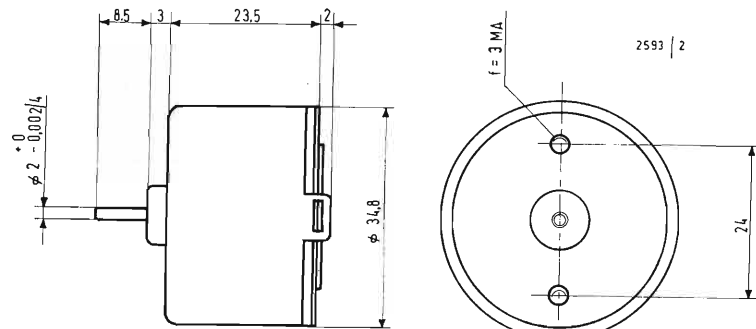



Fig. 1 - Motorino c.c. tipo Niki 001.

Caratteristiche dimensionali.

La figura 1 mostra il motorino tipo Niki 001, che viene ad arricchire come preziosa gemma la lunga collana di prodotti per l'elettronica, l'elettromeccanica e l'elettrotecnica, studiati e fabbricati nei « LABORATORI ING. G. FIORAVANTI ».

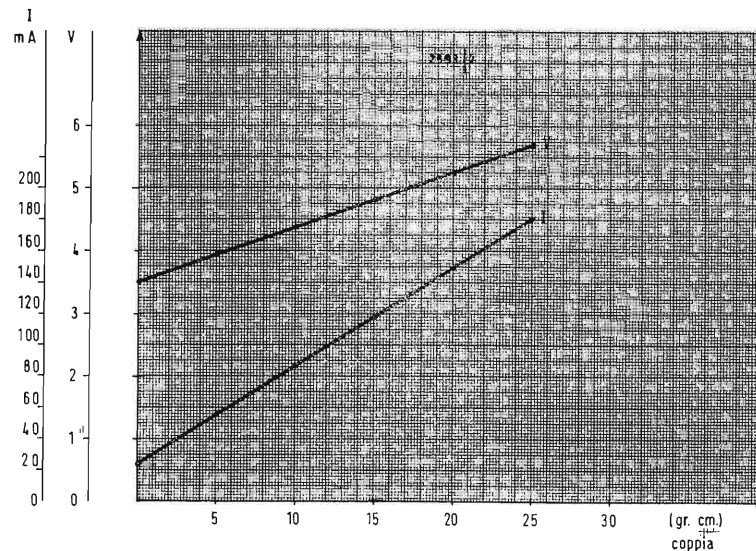
Esso è stato studiato principalmente per l'applicazione ai registratori magnetici a cassetta, ai mangianastri, ai dittafoni e ai giradischi. Ad esso si richiede essenzialmente la costanza del numero di giri e la silenziosità, è adatto pure per telecomandi.

Caratteristiche del motorino Niki 001

1) Il circuito magnetico si avvale di 5 polarità invece delle 3 tradizionali. Questa particolarità conferisce al motorino un carattere di superiorità, perché garantisce l'eliminazione assoluta di punti morti, una maggiore coppia e la riduzione ad un minimo impercettibile del trillio.

2) Collettore rodiato e spazzole in rame-berillio ∅ 0,25 mm rendono uniforme il contatto fra spazzole e collettore, dei quali aumenta in modo cospicuo la durata.

3) Silenziosità eccezionale conseguente ai punti 1° e 2°.

4) Particolare stabilità del numero di giri (2000 giri/min) ottenuta con regolatori elettronici a semiconduttori, progettati in funzione della coppia di lavoro. Costanza del numero dei giri ± 2% fra —10 °C e +55 °C.

5) N. 5 varistori su circuito stampato incorporati nel rotore per lo spegnimento delle scintille fra spazzole e collettore. È evidente l'opportunità di eliminare le scintille in un motorino destinato ad apparecchi di riproduzione musicale, dove, se non fossero soppresse, produrrebbero crepitii e disturbi intollerabili estensibili altresì a radioricevitori e televisori eventualmente presenti nelle adiacenze.

6) Schermatura completa, che garantisce l'eliminazione delle fughe magnetiche e di fonti disturbatrici.

7) Chiusura originale semplice ed efficace.

8) Tolleranze ristrette e costanti per tutta la produzione fra albero e bronzine, controllate con comparimetro elettronico.

9) Temperatura di funzionamento fra —20 °C e +50 °C.

10) Coppia nominale 12 g. cm (o più come sotto specificato).

11) Tensione di lavoro, a 2000 giri/min costanti, a monte del regolatore, 5 ÷ 9 V c.c.; tensione di lavoro a valle del regolatore 3,7 ÷ 5,5 V c.c.

La retta V di fig. 2 indica la variazione della tensione di esercizio del motore (a valle del regolatore) in funzione della coppia variabile da 0 a 24 g. cm.

12) Consumo ridotto. La retta I di fig. 2 indica la variazione della corrente assorbita in funzione della coppia variabile entro i limiti specificati in 11). Il consumo a 12 g. cm è di 98 mA.

13) Rendimento alla coppia nominale di 12 g. cm e a 2000 giri/min, 60%.

14) Durata media, alla coppia nominale di 12 g. cm e a 2000 giri/min: 1200 ore.

Le notevoli caratteristiche sopra elencate, unitamente alle ridottissime dimensioni rilevabili dalla fig. 1, aprono al Niki 001 una vasta gamma di applicazioni industriali e professionali e la via al successo che si merita e che gli auguriamo mentre inviamo una nota di plauso e di incoraggiamento al costruttore.

Fig. 2 - Caratteristiche del motore c.c. tipo Niki 001. Tensione di alimentazione da 3,7 V a 5,5 V - velocità costante n = 2000 ± 20 giri/min.

Calcolatrici elettroniche tascabili con una nuova tecnologia annunciata dalla General Instrument Europe

I microcircuiti a larga integrazione conosciuti dai tecnici con la sigla LSI (Large Scale Integration) — che possono raggruppare su superfici millimetriche sino ad alcune migliaia di transistori — potranno ora essere utilizzati non solo nei programmi spaziali, ma anche in tutte le apparecchiature elettroniche civili, grazie ad una tecnologia costruttiva annunciata dalla General Instrument Europe.

La nuova tecnologia che ha assunto la sigla *MTNS* (Metal-Thick oxide-Nitride-Silicon) permetterà di ridurre notevolmente i costi dei microcircuiti LSI e ne consentirà la loro produzione su vasta scala. In termini pratici, tanto per fare un esempio, con l'impiego dei microcircuiti i ricevitori TV diverranno meno costosi e praticamente immuni da guasti e da disturbi di ricezione. Il costo dei componenti impiegati nella loro produzione verrà infatti ridotto di circa il 30% ed il loro numero del 60%. Il montaggio degli apparecchi diverrà inoltre più celere e meno laborioso con minori costi di assemblaggio a beneficio del prezzo finale del televisore. L'uso dei microcircuiti estende questi vantaggi a tutte le apparecchiature elettroniche ed un altro esempio può essere costituito dalle calcolatrici da tavolo. Il loro attuale sistema elettromeccanico di calcolo sarà tra breve sostituito da un sistema elettronico che ne ridurrà notevolmente la rumorosità e i costi di produzione, aumentando nel contempo la loro velocità e capacità di calcolo. Per quanto concerne le dimensioni, più che calcolatrici da tavolo si potrà addirittura giungere alla costruzione di « calcolatrici tascabili », in altre parole si potranno realizzare dei veri e propri « regoli elettronici » che i tecnici potranno avere sempre con sé per dei calcoli immediati e di estrema precisione. (*g.i.*)

La TV a colori in Gran Bretagna

Sebbene la televisione a colori sia stata adottata in Gran Bretagna solo di recente, l'industria televisiva inglese confida che le vendite degli apparecchi riceventi a colori aumenteranno nel corso del 1969 e che entro il 1970 esse supereranno le 300.000 unità all'anno. Gran parte di questo ottimismo è basato sull'imminente annuncio che la British Broadcasting Corporation, l'ente radio-televisivo britannico, riceverà l'autorizzazione a trasmettere a colori tutti i servizi del suo primo canale e che anche le società della TV commerciale potranno usare il colore. Tutto questo fa parte del piano della Gran Bretagna di effettuare tutte le sue trasmissioni televisive nelle bande a frequenza ultraelevata (u.h.f.) in conformità con gli standards della CCIR europea (Comitato Radio-Consultivo Internazionale) per la televisione, che richiedono anche il passaggio degli standards lineari dalle originarie 405 linee a 625 linee.

Il primo servizio televisivo che abbia trasmesso su 625 linee nelle bande a frequenza ultraelevata in Gran Bretagna è stato il secondo canale televisivo, o BBC 2, ed è stato su questo servizio che la televisione a colori è stata presentata per la prima volta al pubblico britannico. Trasmissioni a colori abbastanza fre-

quenti ebbero inizio nel luglio 1967 e nel dicembre di quell'anno, la BBC inaugurò un servizio a colori regolare. Ora più di 13 milioni di case ricevono questi programmi, sebbene allo scadere di un anno dall'inizio di un servizio regolare a colori solo lo 0,6 per cento degli utenti nell'area compresa in questo servizio possedessero televisori a colori.

Il colore acquista popolarità

Il numero dei televisori a colori prodotti e venduti in Gran Bretagna è tuttora in aumento e dalle Tabelle 1 e 2 appare chiaro che ormai i televisori a colori in servizio sono più di 100.000. Se verrà presto annunciata l'attesa decisione di iniziare altri due servizi a colori in Gran Bretagna entro la fine dell'anno, non sarebbe impossibile che entro il 1970 il numero dei televisori a colori in servizio raggiungesse il livello di 500.000.
Gli apparecchi riceventi per la TV a colori sono ancora costosi, ma i fabbricanti sperano di poter ridurre il prezzo al dettaglio del 10 per cento circa nel corso di quest'anno con l'adozione degli apparecchi riceventi a standard unico (625 linee). Sebbene ciò comporti una riduzione di 30 sterline circa, l'industria ritiene che il dilagare delle vendite non si avrà finchè i fabbricanti non riusciranno a portare il prezzo al di sotto delle 200 sterline. Alla mostra della Radio-TV tenuta a Londra nell'autunno scorso, il prezzo medio per un ricevitore a colori era di Lst. 300 per quelli da 19 pollici ed un po' più elevato per quelli da 23 pollici.
L'apparecchio a standard unico ridurrà certamente le difficoltà dei tecnici addetti all'assistenza, che negli ultimi cinque anni hanno dovuto affrontare il complicato problema del passaggio da uno standard all'altro. È questo un fattore importante nell'assistenza televisiva, poichè l'industria ha dovuto dedicare molto tempo e molti sforzi per mettere a punto televisori capaci di usare i due standards, il che ha creato nuovi problemi per i tecnici.

Problemi delle UHF

Con l'inizio dei servizi del secondo canale della BBC verso la metà degli anni '60, i tecnici televisivi britannici hanno dovuto affrontare i problemi della frequenza ultraelevata, la maggior parte dei quali erano associati alla propagazione a queste frequenze. Le società televisive dovettero mettere in funzione numerose stazioni preamplificatrici per permettere la ricezione anche alle zone marginali e a quelle «protette» e i rivenditori dovettero affrontare molti problemi per l'installazione delle antenne. O la loro direttività non era sufficiente a sormontare le interferenze e le false immagini o esse mancavano del guadagno richiesto. Vi era anche il problema più localizzato di una buona ricezione UHF da un lato della strada e non dall'altro.
Molti di questi problemi sono stati naturalmente risolti, ma la BBC afferma che gran parte delle prime difficoltà nella ricezione del servizio a colori furono dovute all'inadeguata istallazione delle antenne. La sistemazione degli apparecchi riceventi a colori ha causato alcuni problemi, ma ora che il servizio funziona da quasi 18 mesi molti di essi si sono risolti.

Addestramento per il colore

Prima che le trasmissioni a colori avessero inizio in Gran Bretagna, molti dei fabbricanti di televisori, dei produttori di pezzi di ricambio e delle società per il nolo di apparecchi organizzarono dei corsi rapidissimi per il colore. Ora la maggior parte dei laboratori di riparazione hanno almeno un tecnico specializzato nel colore, ma vi è tuttora una forte carenza di buoni tecnici, problema del resto che l'industria conosceva già prima che fosse introdotta la televisione a colori.
I fabbricanti si sono resi conto di questo problema e molte delle più grosse società hanno adottato metodi modulari di costruzione. Il numero di sottomontaggi varia da un fabbricante all'altro come varia l'intercambiabilità di questi moduli. Il Gruppo Thor (1) che ha messo a punto il televisore a colori interamente transistorizzato e che lo vende sotto i marchi di fabbrica Ferguson, La Voce del Padrone e Marconiphon, ha suddiviso lo chassis in 10 moduli. Il Gruppo GEC (2) che vende sotto i marchi di fabbrica Sobell e McMichael ha solo la metà del numero di moduli e salda tuttora alcuni dei collegamenti intermodulari.
I fabbricanti che adottano i metodi di costruzione modulare sperano che i rivenditori si serviranno dei loro servizi di sostituzione dei moduli che sono competitivi e che dovrebbero permettere alle organizzazioni di assistenza di mantenere o ridurre gli attuali prezzi per le riparazioni.

Affidabilità

È troppo presto per essere sicuri che il televisore a colori PAL darà nel funzionamento altrettanta affidabilità quanto il televisore monocromo. Il televisore a colori è più complicato in quanto vi sono più circuiti, ma tutto sta ad indicare finora che i difetti del televisore sono sempre nei soliti punti; e cioè nei circuiti elettrici, soprattutto nella sezione e.h.t. e nei sintonizzatori. Finora sono state

riscontrate scarse noie nel decodificatore che senza dubbio è la parte più complicata del televisore a colori PAL.
La maggiore complessità dei circuiti ha anche portato ad attrezzature più complesse nei laboratori di riparazioni. Per far fronte ai servizi di assistenza agli utenti con televisione a colori, si sono dovuti acquistare nuove attrezzature il cui valore si aggira sulle 600 sterline e per questa ragione i fabbricanti raccomandano che venga mantenuto il margine del 30 per cento per il rivenditore.

Tabella 1 - ***Vendite di televisori a colori e monocromi sul mercato interno britannico @***

Anno	Monocromi	A colori
1967		
Gennaio	91.000	
Febbraio	94.000	
Marzo	99.000	1.530
Aprile	89.000	
Maggio	84.000	
Giugno	91.000	
Luglio	86.000	1.680
Agosto	86.000	1.580
Settembre	167.000	4.120
Ottobre	155.000	5.510
Novembre	146.000	7.000
Dicembre	135.000	9.140
1968		
Gennaio	124.000	9.500
Febbraio	143.000	11.600
Marzo	146.000	12.900
Aprile	118.000	10.000
Maggio	135.000	9.600
Giugno	139.000	8.800
Luglio	139.000	8.800
Agosto	107.000	6.500
Settembre	168.000	10.100
Ottobre	202.000	14.500
Novembre	181.000	12.400
Dicembre	150.000	6.300
1969		
Gennaio	150.000	6.600
Febbraio	121.000	8.100

@ Statistiche rilasciate dall'Associazione Britannica Fabbricanti Attrezzature Radio.

Tabella 2 - ***Statistiche degli abbonamenti di utenti con televisori monocromi e a colori in Gran Bretagna***

Anno	Monocromi	A colori
1960	11.076.000	—
1961	11.657.000	—
1962	12.231.000	—
1963	12.789.000	—
1964	13.155.000	—
1965	13.516.000	—
1966	13.919.000	—
1967	14.910.000	—
1968		
Gennaio	15.005.000	10.000
Febbraio	15.050.000	14.941
Marzo	15.068.000	20.420
Aprile	15.104.000	24.823
Maggio	15.165.000	29.699
Giugno	15.188.000	34.157
Luglio	15.266.000	40.366
Agosto	15.277.000	45.475
Settembre	15.263.000	50.725
Ottobre	15.308.000	58.213
Novembre	15.320.000	71.026
Dicembre	15.419.000	75.270
1969		
Gennaio	15.340.000	85.939
Febbraio	15.381.000	93.022

La Fairchild/Electro-Metrics presenta un analizzatore di spettro controllato da calcolatore

Il controllo con calcolatore della analisi di spettro, su base completamente a circuito chiuso, è ora disponibile per la prima volta mediante un nuovo apparato realizzato dalla Electro-Metrics-Corporation sussidiaria della Fairchild Camera and Instrument Corporation. Il ricevitore analizzatore di spettro controllato da calcolatore, modello CCR-300 compendia le caratteristiche di un calcolatore numerico e del modello EMC-25R, che è un ricevitore vobulato universale, completamente programmabile, coprente la gamma da 14 kHz a 1 GHz. Il CCR-300 consta di un EMC-25R interconnesso con una nuova unità numerica interfacciale, il mod. DIU-125.
L'unità interfacciale contiene una conversione A-a-D del segnale di uscita rivelato dell'EMC-25R e i comandi del calcolatore per il controllo del funzionamento del ricevitore. L'apparato EMC-25R ricevente è unico in quanto è un esploratore completamente a transistori e a varactor attraverso l'intera gamma di frequenze da 14 kHz a 1000 MHz; tutte le sue funzioni principali sono programmabili da una sorgente esterna, compreso: la commutazione di larghezza di banda, la vobulazione di banda, la selezione di banda, il controllo di guadagno IF e l'attenuazione del terminale di entrata. Si può programmare un calcolatore associato per il controllo del ricevitore EMC-25R in funzione dei dati ricevuti, il che conduce a nuove possibilità per la ricezione e la ricognizione del segnale autoadattanti.
Con appropriati programmi è possibile ottenere la localizzazione delle subarmoniche e delle armoniche dei segnali selezionati, la determinazione della larghezza di banda del segnale e il confronto dei segnali ricevuti con le caratteristiche accumulate.
Tutti i parametri funzionali del ricevitore EMC-25R di grande sensibilità e selettività sono sfruttati nel modo automatizzato di funzionamento. Infine, tutti i dispositivi a campo elettrico, a campo magnetico e di presa di corrente sono compatibili con il controllo per mezzo di calcolatore. (*p.r.f.*)

Nuovi componenti inglesi per radio

La JACKSON BROTHERS (London) Ltd. di Kingsway, Waddon, Croydon, annuncia una nuova serie di condensatori di sintonia d'alta tensione e alta corrente per le radiotrasmittenti, gli oscillatori di potenza a r.f. e i generatori d'energia.

I condensatori, tipo TX5 (fig. 1), possono avere lo statore completo oppure diviso in due metà, con oscillazioni di capacità da 30 a 1000 pF. Comportano calotte di ceramica al silicio e palette d'alluminio satinato con bordi bisellati.

La superficie frontale è di mm 70 x 70 e la profondità va da mm 90 a 210.

I modelli fino a 150 pF normalmente hanno uno spessore di palette di mm 1,63 e un traferro di mm 3,25; quelli da 150 a 500 pF palette spesse mm 1,63 e lo stesso traferro; da 500 a 1000 pF, invece spessore di palette e traferro di mm 0,91.

La Società ha anche iniziato la costruzione di condensatori di sintonia « Wavemaster » precedentemente fabbricati dalla WEBB CONDENSER Co., dalla quale ha rilevato i diritti di fabbricazione e il marchio. I condensatori per riceventi (comprese le onde corte) hanno variazioni di capacità da 10 a 300 pF e sono noti per il basso valore minimo di capacità. Per esempio, un condensatore con variazione di 150 pF ha un minimo di appena 4,5 pF; tale valore si ottiene impiegando un'unica calotta di ceramica, con le parti attive lontane dai dispositivi di montaggio e dando un profilo sezionato alle palette (figg. 2 e 3). Con un'unica calotta la rigidità meccanica è data sopportando l'alberino con due

cuscinetti a sfere oppure con una bronzina lunga, secondo il modello. Un alberino con prolunghe alle due estremità permette l'accoppiamento dei condensatori in batterie.

Recentemente si sono pure introdotti dei nuovi condensatori equilibratori del tipo a pistone con dielettrico in PTFE. Attualmente se ne fabbricano dieci modelli, fra cui tipi miniatura per fissaggio ai pannelli a circuiti stampati. Il più piccolo (fig. 4), che misura mm 32 x 4 di ∅, ha un'oscillazione di capacità da 1/4 a 8 pF; il più grande ha un'oscillazione da 2 a 30 pF. I condensatori hanno grande stabilità dopo la taratura con cacciavite del valore richiesto.

Normalmente non si richiedono dispositivi di bloccaggio, che possono però essere previsti su tutti i modelli nel caso si dovessero verificare vibrazioni eccessive.

Due nuovi riduttori con comando epicicloidale a sfere permettono la sintonizzazione di precisione dei condensatori e tutti i componenti variabili. Il comando a sfere miniatura (fig. 5), studiato per calzare tutte le marche di condensatori variabili con dielettrico solido, dà un rapporto di riduzione di 4,5:1.

Il comando a sfere a coppia regolabile (fig. 6) dà un rapporto di riduzione di 6:1 e permette all'utente di fissare la coppia-uscita limitatrice a qualsiasi valore voluto fra 1,4 e 4,3 kg/cm. La regolazione avviene mediante quattro viti molleggiate.

Acquisizione dei dati, sistema monitore e di allarme - Fairchild

Un sistema di sorveglianza di trasduttori, con incorporato un monitore, un mezzo di allarme e un alimentatore a batteria per alimentazione di emergenza è ora costruito dalla ELECTRO-METRICS CORPORATION, sussidiaria della FAIRCHILD CAMERA AND INSTRUMENT CORPORATION.

Il complesso trasduttore completamente elettronico, mod. ETT-400, è studiato come avvisatore per impianti industriali comprendenti trasduttori di pressione, forza, flusso, spostamento e altri, per assicurare un funzionamento sicuro.

Esso rivela e controlla le variazioni in μV, quando un guasto può essere di pericolo al personale, o causare danni estremamente costosi e lunghe interruzioni di lavoro.

L'ETT-400 è stato progettato come uno strumento altamente fidabile, di qualità per ottenere la sorveglianza continua di trasduttori e per fornire indicazioni di allarme o il completo arresto in caso di guasti. L'unità è stata studiata tecnicamente e fabbricata con estrema cura, per cui la segnalazione è « garantita esente da errori ». Ma, mentre viene immediatamente segnalato qualsiasi livello di uscita del trasduttore fuori-prescrizione, l'unità è studiata in modo da evitare falsi allarmi provocati da errato funzionamento dell'unità di segnalazione, escludendo così non necessarie e costose interruzioni di impianti importanti.

Per presentare massimo affidamento con un minimo di interferenza funzionale, il modello standard ETT-400 viene alimentato da sei trasduttori formati da due gruppi di tre trasduttori. L'uscita di ciascun gruppo di tre viene mediata e usata per pilotare uno dei due canali separati dell'ETT-400. L'unità può sorvegliare e proteggere con esattezza l'apparato se funziona anche uno solo di questi due canali.

Ciascun trasduttore può essere singolarmente controllato e l'informazione del trasduttore guasto può essere cancellata per mezzo dei sei commutatori a leva a tre posizioni montati sul pannello frontale dello strumento.

Le entrate a ciascuno dei due canali vengono segnalate separatamente dallo strumento indicatore sul pannello frontale.

Un circuito di allarme indicatore di quantità fuori specifica è alimentato dalle uscite dei due canali. Il punto d'intervento dell'allarme può essere regolato. La condizione di anomalia viene indicata dalle lampadine di allarme e dall'azione dei contatti dei relé per far funzionare un allarme esterno.

È pure compreso un circuito differenziale di allarme per confrontare le uscite dei due canali.

Per ulteriore protezione, un sistema separato di « errore » segnala l'uscita di ciascuno dei preamplificatori dell'ETT-400 e può essere messo in circuito in modo da provocare un completo arresto dell'impianto, se lo si desidera.

Mentre l'alimentazione normale è prelevata da una rete a 110 V c.a., una batteria al nichel-cadmio, in carica permanente, continua automaticamente a fornire energia in caso di mancanza della tensione di rete. L'unità può funzionare con la propria batteria fino a un'ora e mezza.

L'ETT-400, che ha molte altre caratteristiche, è totalmente a transistori. Viene fornito pronto per il montaggio e il collegamento ai trasduttori forniti dal cliente e alimenta, anche a distanza, dispositivi di allarme visivi e acustici.

La fotografia mostra il complesso mod. ETT-400 della FAIRCHILD ELECTRO-METRICS CORP., studiato per ricavare dati dai trasduttori usati nei processi industriali e realizzare una serie di allarmi. Funziona con l'applicazione di segnali di microvolt di livello di trasduttori pressione, forza, flusso e altri, comprese termocoppie e termometri a resistenza. L'unità qui rappresentata è adatta e calibrata in particolare per l'uso di elaborazione di dati di termocoppie.

Luigi Cesone

Studio introduttivo alla realizzazione sperimentale di un robot elettronico*

Lo scopo del presente articolo è quello di introdurre allo studio ed alla conseguente pratica realizzazione di un automa elettronico. La descrizione successivamente esposta dovrebbe certamente incontrare l'interesse di quanti si occupano a titolo hobbystico della costruzione di congegni cibernetici o più semplicemente di dispositivi a reazioni «sorprendenti» dal comportamento embrionalmente definibile «quasi-umano».

Per quanti si dedicano con passione e competenza dilettantistica alla progettazione e costruzione di tali congegni, vagamente misteriosi, capaci di obbedire a comandi inattesi ed a sollecitazioni limitatamente imprevedibili, sarà certamente familiare il concetto operativo di quei versatili componenti elettronici denominati fotoresistenze. Il dispositivo illustrato e descritto nel presente articolo deriva appunto da uno studio iniziale condotto nei vari campi di applicazione dei suddetti componenti, studio successivamente concretato con la realizzazione di un congegno a comportamento autonomo nei limiti di un certo numero di reazioni programmate e quanto meno prevedibili.

Assolti gli indispensabili doveri introduttivi, possiamo ora entrare nel vivo dell'argomento richiamando anzitutto l'attenzione del lettore sull'aspetto esteriore del congegno in oggetto, visibile nelle fotografie 1 e 2.

1. - CARATTERISTICHE E CAPACITA' OPERATIVE

Le principali caratteristiche di comportamento del «robot» elettronico di cui ci accingiamo a descrivere la costruzione sono le seguenti:

possibilità di dirigersi indipendentemente dalle condizioni ambientali di illuminazione — vale a dire capacità di procedere sia nell'oscurità più completa sia in piena luce — senza alcun intervento umano; ciò significa che le evoluzioni del nostro congegno vengono controllate in questa prima fase — tramite appositi dispositivi di trasduzione definibili «palpatori» — dalla condizione di asperità del piano sul quale esso viene posto;

possibilità di comportamento controllato dalle variazioni luminose dell'ambiente circostante: l'apparecchio — in questo caso — può essere programmato per dirigersi verso la sorgente luminosa sia per allontanarsi da essa in base ad una scelta preventiva dell'operatore; detta sorgente potrebbe essere naturalmente sia naturale che artificiale quale, per esempio, il fascio prodotto da una comune lampada tascabile. È evidente, in questo secondo caso il condizionamento del congegno e delle sue evoluzioni all'intervento umano (programmazione dell'operatore);

capacità di retrocedere in presenza del vuoto o di ostacoli con i quali il congegno venga a collisione con conseguente possibilità di cercare, in seguito all'urto, una nuova direzione sgombra da impedimenti;

capacità di riconoscimento dell'operatore: ciò significa che se una persona estranea volesse impadronirsi del dispositivo esso manifesterebbe la capacità di emettere un particolare segnale acustico di allarme prolungantesi per tutto il tempo durante il quale l'estraneo lo trattenesse nelle proprie mani.

2. - DESCRIZIONE DEI CIRCUITI ELETTRONICI ASSOCIATI

Esaminiamo ora lo schema elettrico generale del dispositivo riprodotto in figura 1; esso comprende evidentemente:

il circuito di asservimento degli organi del movimento alle sollecitazioni di natura luminosa;

il circuito dell'invertitore di marcia temporizzato di cui esamineremo in seguito lo scopo;

i vari circuiti secondari (relè, motori, organi di segnalazione, fasci luminosi, dispositivo di allarme acustico).

2.1. - Comportamento del dispositivo in asservimento alla sollecitazione luminosa (sensibilità ottica)

Con riferimento al circuito elettrico di cui in figura 1, si può notare che il transistore V1, esattamente come del resto V2, è un comune elemento PNP di tipo OC80. Definiamo la funzione del transistore V1 quale amplificatore

(*) Le Haut-Parleur, febbraio 1969, n. 1198, pag. 148.

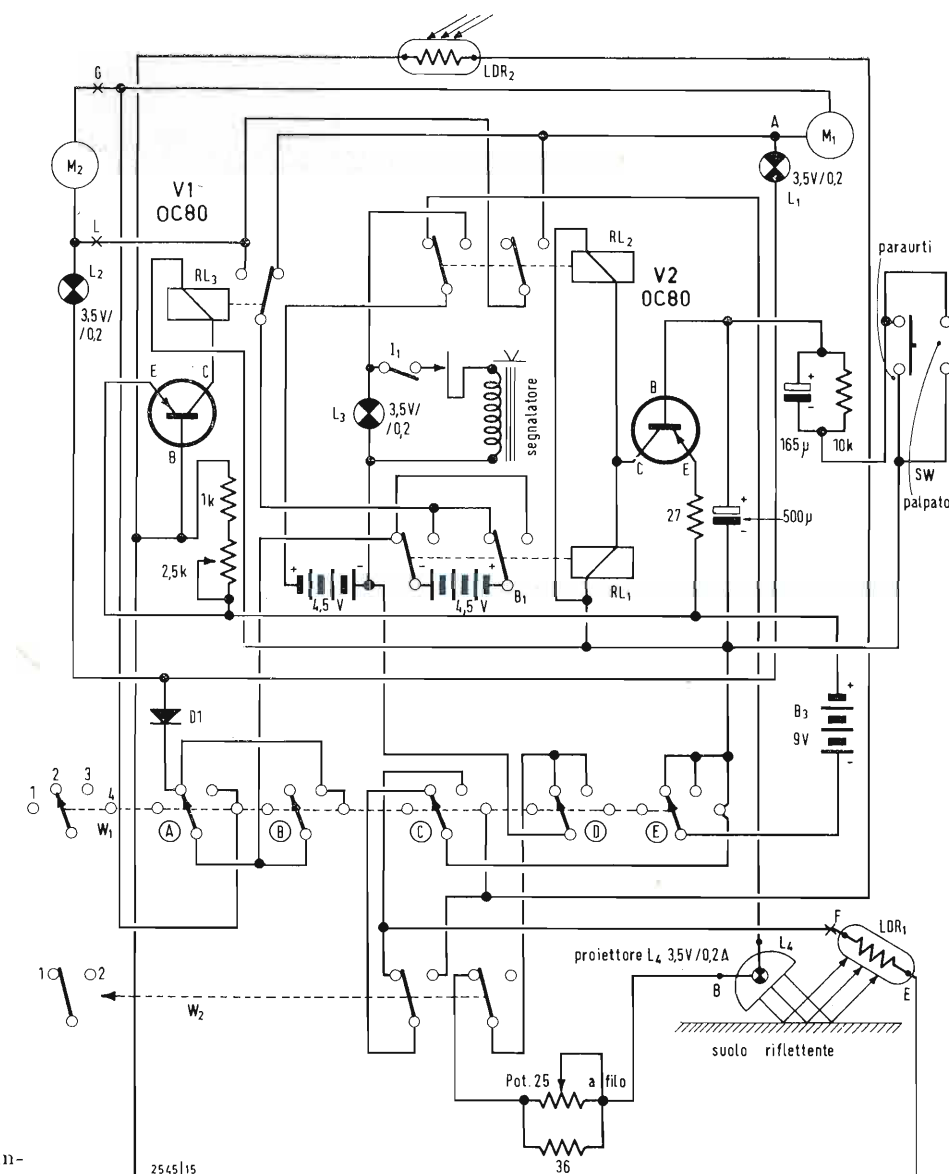



Fig. 1 - Schema elettrico generale dell'intero dispositivo.

delle variazioni di corrente che fluiscono nel proprio circuito di base, costituito in questo caso da un circuito a ponte composto dal complesso R1+R2 e da una fotoresistenza il cui valore ohmico R diminuisce in funzione dell'aumento di intensità luminosa incidente; la utilità del circuito a ponte è evidente se si considera che anche una trascurabile variazione di resistenza di un ramo comporta un sensibile sbilanciamento con conseguente maggiore sensibilità del circuito di ingresso.

In condizioni di assoluta oscurità, il valore della fotoresistenza raggiunge approssimativamente l'infinito onde per cui l'elemento si comporta come un isolante. Sotto tali condizioni la base (b) del transistore V1 risulta nettamente polarizzata in senso positivo rispetto al collettore (c) ed in essa fluisce una corrente di appena qualche microampére.

Poiché il transistore V1 risulta bloccato, la sua corrente di riposo (che fluisce nel circuito di collettore) è solo di circa 500 µA.

In queste condizioni, proiettando il fascio di una lampada tascabile, dalla distanza di circa un metro, sull'elemento fotosensibile LDR2 costituito da una fotoresistenza tipo ORP61, la resistenza di quest'ultima si riduce a circa 150 kohm, il che determina una variazione notevole nella corrente di base che passa ad un valore di circa 40 µA. Conseguentemente, si produce una corrente di circa 8 mA fra collettore ed emettitore onde il relé RL3, che è inserito in serie a detto circuito, si eccita.

Foto 1 - Aspetto frontale del prototipo di robot elettronico.

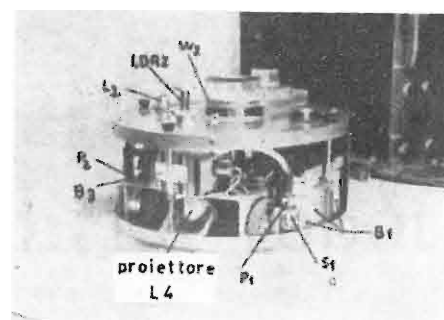



Foto 2 - Aspetto posteriore del prototipo di robot elettronico.

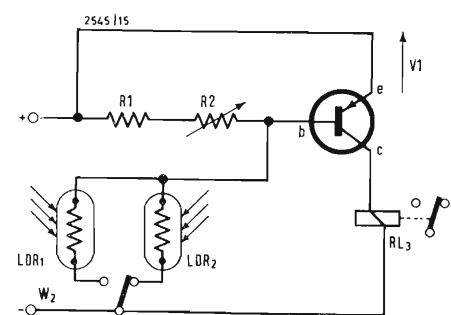



Fig. 2 - Circuito di azionamento delle fotoresistenze LDR1 e LDR2.

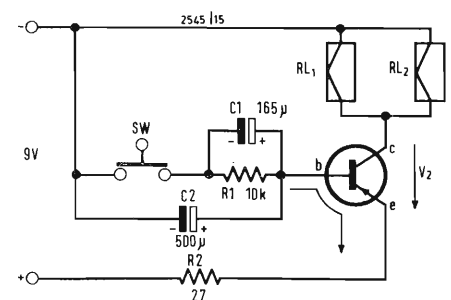



Fig. 3 - Particolare circuitale dell'organo tattile.

2.2. - Funzionamento del circuito invertitore di marcia temporizzato (sensibilità tattile)

Esamineremo ora le tre funzioni attuabili mediante la sezione circuitale suindicata facendo riferimento allo schema parziale di pagina 3 ed in particolare al micro interruttore SW rappresentato sulla medesima. Le funzioni operative asservite all'azionamento di SW (vedi figura 3) sono le seguenti: quando SW è aperto, la base (b) di V2 viene a trovarsi ad un potenziale negativo di —0,1 V nei confronti dell'emettitore (e); sotto tali condizioni di polarizzazione, V2 (transistore del tipo OC80) non è soggetto ad alcuna conduzione di corrente ed il valore della stessa nel circuito di collettore è pressoché nullo, pari a circa 500 µA, onde per cui i relé RL1 ed RL2 non vengono sollecitati.

Quando SW — a seguito di azionamento meccanico da parte delle asperità del terreno o di un ostacolo — provoca l'invio di un impulso, i condensatori C1 e C2 si caricano spontaneamente attraverso il circuito base emettitore (b-e) del transistore V2. Conseguentemente il potenziale negativo di base passa dal valore di 0,1 V a quello di 1,7 V rispetto all'emettitore; in tali condizioni V2 passa in fase di conduzione con una corrente di collettore pari a circa 48 mA, ed i relé RL1 ed RL2 risultano conseguentemente eccitati, permanendo in tali condizioni fintantoché la tensione di carica del condensatore C2, che appunto determina la polarizzazione negativa di base, non sia ridiscesa al valore di —0,8 V. Anche in tal caso, tuttavia, il relé RL1 si diseccitarà per primo mentre RL2 circa un secondo più tardi per una ragione che chiariremo nel seguito.

La funzione di R1 è quella di limitare la corrente che fluisce fra base ed emettitore, mentre quella di R2 è di limitare la corrente collettore-emettitore, il che risulta indispensabile per economizzare la batteria B3 durante il funzionamento relativo al seguente terzo caso.

Questo caso è relativo alla condizione di chiusura permanente dei contatti di SW conseguente al permanente abbassamento del pulsante di azionamento (palpatore); questo si verifica quando si solleva il «robot» dal suolo, oppure allorché esso venga a trovarsi in difficoltà in presenza di un ostacolo insormontabile. In queste condizioni il comportamento circuitale è identico a quello esaminato per il precedente secondo caso, con la differenza che ora i relé RL1 ed RL2 permangono eccitati per tutto il tempo di chiusura di SW, con conseguente funzionamento continuativo del segnale acustico di allarme.

Con le precedenti considerazioni, possiamo affermare di aver completato l'esame del funzionamento dei due elementi operativi fondamentali; detti elementi possono essere per sommi capi paragonati alla sensibilità ottica e tattile di un soggetto animale. I circuiti elettronici che costituiscono detti elementi sensoriali sono raggruppati dal punto di vista costruttivo su una piastrina di circuito stampato o similare, rappresentata in figura 4 in dimensioni reali; l'alimentazione della stessa è assicurata da un complesso di due comuni pile standard da 4,5 V montate in apposito accoppiatore (B3).

2.3. - Analisi dei circuiti secondari

Dopo aver passato in rassegna quelle che potremmo definire le funzioni sensoriali ed i centri nervosi del congegno in esame, passiamo ora alla descrizione delle funzioni «muscolari». I due motori M1 ed M2, che funzionano alternativamente secondo che RL3 sia eccitato oppure non lo sia, vengono alimentati — tramite i contatti di scambio del relé RL1 — da una batteria costituita da 3 pile da 1,5 volt connesse in serie (B1); ciò consente di raggiungere la tensione di 4,5 V. Anche la batteria B2 è costituita da tre pile cilindriche da 1,5 V connesse

Fig. 4 - Aspetto dei vari circuiti montati su un circuito stampato.

Fig. 5 - Collegamenti elettrici dei circuiti secondari.

Foto 3 - Aspetto della parte superiore del robot senza coperchio.

in serie; detta batteria è destinata all'alimentazione del proiettore L4 (destinato all'eccitazione — tramite riflessione del suolo sottostante — della fotoresistenza LDR1), della lampada di segnalazione di marcia a ritroso L3, e del dispositivo di produzione del segnale acustico di allarme il cui circuito può essere interrotto per intervento sull'interruttore 1.

Si noti che sullo schema di figura 1 tutti i relé sono rappresentati in posizione di riposo. Il relé RL3 è un modello di marca P.L.P. tipo 800; esso presenta una resistenza della bobina pari a 300 ohm e dispone di un solo contatto di scambio: il suo contatto di riposo provvede all'alimentazione del motore M1 e della lampada L1, mentre il suo contatto di lavoro alimenta il motore M2 e la lampada corrispondente L2.

I due relé RL1 ed RL2 sono collegati in parallelo e successivamente in serie al circuito di collettore del transistore V2; trattasi in questo caso di relé di marca KAKO con resistenza di 300 ohm e dotati di un doppio contatto di scambio. Il suo contatto di riposo provvede all'alimentazione del motore M1 e della lampada L1, mentre il suo contatto di lavoro alimenta il motore M2 e la lampada corrispondente L2.

Come risulta evidente da un esame dello schema di figura 1, i contatti di riposo e di lavoro di RL1 sono collegati insieme ed avviati da una parte al punto AB di W1 e dalla parte opposta al contatto mobile di RL3. I contatti mobili, invece, sono avviati rispettivamente al polo positivo (+) e negativo (—) della sorgente di alimentazione B1.

Per quanto riguarda poi il relé RL2, di esso viene utilizzato un solo contatto di riposo che provvede all'alimentazione del proiettore L4; il corrispondente contatto di lavoro alimenta invece la lampada L3 e l'avvisatore acustico, quest'ultimo attraverso l'interruttore di esclusione I già citato.

L'altro contatto di lavoro è collegato da una parte al punto comune M1-L1 e dalla parte opposta al contatto di riposo di RL3.

Resta poi da esaminare il collegamento di RL2; il primo contatto mobile di tale relé è posto in connessione diretta con il polo positivo di B2, mentre il secondo è collegato con il contatto di lavoro di RL3.

Il diodo D1 è un tipo per bassa tensione SFR 114 o similare; esso si comporta in circuito onde evitare che le lampade L1 ed L2 si illuminino quando il « robot » arretra, poiché durante tale comportamento è prevista soltanto l'accensione della lampada L3. Ciò sempre con lo scopo di economizzare l'energia di B1.

Possiamo ora parlare del ruolo del commutatore W1 illustrato sugli schemi di figura 1 e 5. Trattasi appunto di un organo di commutazione a due sezioni per un complesso di 3 vie e 4 posizioni. Questo commutatore risulta montato sulla parte superiore del « robot » ed è fissato in corrispondenza del lato anteriore destro del dispositivo.

L'analisi del comportamento in funzione delle posizioni del suddetto commutatore comporta la distinzione dei seguenti casi:

— commutatore predisposto in posizione 1 — questa condizione operativa attua l'arresto totale dell'intero dispositivo;

— commutatore predisposto in posizione 2 — permette il controllo e la regolazione del proiettore di eccitazione per riflessione attraverso il suolo della fotoresistenza; detta regolazione si esegue agendo sul potenziometro da 25 ohm e l'aiuto delle fotoresistenze LDR1 e LDR2; si noti che invece le lampade L1 e L2 servono — a differenza di L3 — unicamente come spie luminose. Effettuate le necessarie regolazioni con il commutatore in oggetto in posizione 2, è possibile passare in posizione 3, la qual cosa provoca l'azionamento dei motori e la

Fig. 6 - Schema meccanico di montaggio del paraurti.

Fig. 7 - Assemblaggio dei vari componenti.

Foto 4 - Vista interna del robot.

utilizzazione della cellula LDR1 e del proprio proiettore di pilotaggio L4;
— commutatore predisposto in posizione 4— in corrispondenza di questa predisposizione si attua l'azionamento dei suddetti motori, asservendoli al comportamento della fotoresistenza LDR2 e del proprio sistema ottico di pilotaggio sistemato sulla parte superiore posteriore del « robot ». Con il commutatore predisposto in 4ª posizione è possibile commutare la cellula LDR1 ed il proprio proiettore intervenendo su W2 che è un deviatore bipolare a slitta sistemato sulla parte superiore del dispositivo (vedere foto di figura 6).

Si noti che quando si utilizza la fotoresistenza superiore LDR2, il circuito del proiettore L4 viene posto fuori servizio nell'intento di economizzare la batteria B2.

La figura 5 rappresenta lo schema elettrico della parte superiore del « robot » illustrata nell'aspetto e nei dettagli meccanici rispettivamente in figura 3 e figura 6. Il collegamento fra le due parti del « robot » si effettua tramite le prese P1 e P2 ai supporti S1-S2; dette parti sono visibili sulla figura 7 e sulla foto riprodotta in figura 4 che rappresentano appunto lo aspetto dei piani interni del dispositivo.

A tratteggio, in trasparenza si distingue il proiettore che è costituito dalla parte anteriore di una lampada portatile Wonder modificata onde poterne consentire il fissaggio con una inclinazione di circa 45° per permettere al fascio luminoso di passare esattamente attraverso l'orificio di 10 mm di diametro praticato nel rivestimento inferiore esterno del robot. Questo fascio luminoso si rifletterà sul suolo incidendo poi sulla fotoresistenza LDR1 la quale — in funzione delle condizioni di riflessione del piano sottostante alla marcia del dispositivo — rende il transistore V1 (OC80) in condizioni di conducibilità o di interdizione.

Quando si trova in condizioni di riposo, il relè RL3 comanda il motore N° 1 onde il robot procede a sinistra; se eccitato, invece, esso comanda il motore N° 2 ed il robot procede a destra.

3. - APPLICAZIONI DEL FUNZIONAMENTO

Appoggiando per esempio il nostro robot su di un pavimento di mattonelle blu e bianche di 10 cm di lato avendo cura di posizionarlo in modo che il foro attraverso il quale transiterà il fascio luminoso si trovi in corrispondenza di una mattonella bianca si otterrà il comportamento nel seguito descritto attuando i seguenti controlli e regolazioni preliminari: posizionare W1 su posizione 2 e W2 su posizione 1. Questa manovra ha lo scopo di porre il dispositivo in condizioni di controllo con utilizzazione della cellula LDR1. In queste condizioni si manifesta l'accensione di L3 e — in caso non lo si sia escluso mediante l'interruttore L — il funzionamento per circa tre secondi del segnale acustico. Ora si potrà procedere alla regolazione dell'intensità del fascio luminoso soltanto quando L3 si spegnerà ed L2 si sarà accesa; la regolazione si attuerà intervenendo sul potenziometro da 25 ohm fintantoché si ottenga lo spegnimento di L2 e l'accensione di L1. A questo punto, commutando W1 su posizione 3 il robot inizierà ad evoluire procedendo verso sinistra fino a che il fascio luminoso non colpirà una mattonella blu; a tal punto la luce riflessa sulla fotoresistenza LDR1 diminuirà in proporzione sufficiente per diseccitare il relè RL3 con conseguente brusca deviazione a destra del dispositivo, e così via di seguito. Trattandosi di una superficie a dama e non di una linea continua, il robot evoluirà in modo disordinato cercando una via di uscita. Se durante tali evoluzioni il suo paraurti venisse a contatto con un qualsiasi ostacolo, si avrebbe una retrocessione della durata di 2 secondi, un avanzamento della durata di un secondo e quindi una ripresa della marcia verso destra o verso sinistra secondo che il fascio luminoso si proietti su una piastrella bianca oppure su una piastrella colorata.

Nel caso in cui, invece, si scelga come piano evolutivo la superficie di un tavolo, il robot procederà fino al bordo del medesimo, dopodiché — fra lo stupore degli spettatori — arretrerà o avanzerà azionando l'avvisatore acustico e ripartendo alla ricerca di un luogo meno pericoloso.

È abbastanza chiaro che nel comportamento illustrato nei due ultimi esempi si è avuto il funzionamento del circuito dell'invertitore temporizzato. A tal proposito, quantunque già all'inizio di questo articolo si sia parlato di questo particolare circuito, risulta oltremodo opportuno fornire qualche altra informazione supplementare sul suo funzionamento.

È chiaro ormai che i relè RL1 ed RL2 vengono eccitati sia che l'impulso che raggiunge la base di V2 sia prodotto per intervento sul paraurti o sull'organo tattile che abbiamo precedentemente definito palpatore. In particolare RL2 resta eccitato per 2 secondi ponendo per tale periodo di tempo i due motori in parallelo ed ottenendo rispettivamente un avanzamento di 1 secondo ed un arretramento di pari durata dall'istante di generazione dell'impulso. Questo piccolo ritardo si ottiene irrigidendo leggermente la coppia antagonista di RL1 ed ha lo scopo di consentire al robot di trarsi rapidamente di impaccio in presenza di un ostacolo che si trovi dietro di lui quando procede a ritroso.

La speciale pista rappresentata in figura 9 fornisce il miglior esempio per una dimostrazione nel corso della quale si consiglia di impiegare una alimentazione esterna in sostituzione di B1 per sopperire al forte consumo conseguente alla lunga durata delle evoluzioni. In figura 5 è illustrato il collegamento e la sistemazione della presa a jack, JK, destinata a questo scopo. Desiderando utilizzare come sorgente luminosa la luce diurna o quella diffusa da una lampada tascabile, si procederà ad un controllo preliminare del robot seguendo le procedure precedentemente indicate, ma con la differenza consistente nel posizionare W2 su 2 e W1 su 4. Sotto tali condizioni, la sensibilità ottica del complesso sarà affidata alla fotoresistenza LDR2 che trovasi sulla parte superiore del robot.

Per riuscire a dirigere il robot in una direzione desiderata, ci si deve servire di un particolare otturatore estraibile sistemato sulla fotoresistenza LDR2 la cui concezione e principio di funzionamento sono ampiamente dimostrati in figura 10. Dirigendo la fessura dell'otturatore verso sinistra e perpendi-

Fig. 8a - Dettaglio degli organi di avanzamento e di direzione.

Fig. 8b - Dettaglio degli organi di avanzamento e di direzione (vista laterale).

Fig. 9 - Esempio di pista per evoluzioni dimostrative.

Fig. 10 - Particolari costruttivi dell'otturatore per marcia controllata.

colarmente all'asse di avanzamento del robot si otterrà il seguente comportamento: la fotoresistenza LDR2 non ricevendo la luce proveniente frontalmente ruoterà leggermente sulla destra fintantoché l'estremità della fessura dell'otturatore non consentirà il passaggio della radiazione luminosa a questo punto esso muterà direzione di marcia dirigendosi sempre verso la sorgente luminosa anche se quest'ultima continuerà a spostarsi.

4. - COSTRUZIONE MECCANICA E CABLAGGIO ELETTRICO

Il prototipo del robot descritto nel presente articolo è stato realizzato dall'autore in forma cilindrica come chiaramente illustrano disegni e fotografie. Esso pesa circa 3 kg e si compone essenzialmente di due parti distinte:
— la parte inferiore, o telaio
— la parte superiore, o coperchio.

Onde consentire allo sperimentatore la più ampia libertà di interpretazione nell'esecuzione materiale del progetto, ci limiteremo ad illustrare soltanto alcune caratteristiche salienti della costruzione meccanica, facendo notare che il prototipo è stato costruito facendo notevole uso di componenti standard della serie « Meccano ».

Il telaio propriamente detto è costituito in duralluminio; ha la forma di una « U » e le seguenti dimensioni orientative:
— lunghezza 200 mm
— larghezza 138 mm
— altezza 45 mm

Esso è montato su un cerchio di ferro mediante opportuni angolari fissati con viti e dadi. Le dimensioni del cerchio di ferro sono orientativamente le seguenti: diametro esterno 250 mm; diametro interno 195 mm. Il complesso così costituito serve da supporto a tutti gli altri elementi costitutivi del robot.

Le due ruote motrici sono di gomma del diametro approssimativo di 54 mm, mentre la ruota di direzione è in alluminio ed ha un diametro di circa 25 mm.

I motorini di propulsione sono del tipo comune per modellisti e presentano un consumo di 100 mA a vuoto e di circa 1A sotto carico.

Per quanto concerne il cablaggio della parte elettrica serve di guida lo schema di figura 5. Si noti che i riferimenti indicati per le prese S1 ed S2 corrispondono rispettivamente ai riferimenti segnati sulla piastrina del circuito elettronico.

Per terminare, ricordiamo che l'apparecchio descritto è una realizzazione assolutamente sperimentale e come tale consente numerose altre soluzioni di montaggio. Lo sperimentatore potrà per esempio prendere in considerazione una costruzione a base di materie plastiche o addirittura la possibilità di conferire al robot un aspetto umano o animale utilizzando una bambola od un pupazzo dei quali si trova gran scelta in qualsiasi negozio di giocattoli.

La Sylvania Benelux N.V. annuncia il lancio di un nuovo cinescopio a colori

La Sylvania Benelux N.V. rende noto i suoi piani riguardanti l'introduzione in Europa del cinescopio a colori più grande del mercato ed avente maggiore luminosità. Questo tubo sarà fabbricato negli stabilimenti Sylvania del Belgio.

W. B. Pradel, direttore generale della Sylvania Benelux conferma che il tubo avrà 67 cm di diagonale, con una superficie dello schermo di 2032 cm² minimo. Inoltre, questo tubo avrà un aspetto moderno con gli angoli retti e apparirà più piatto e più estetico dei tubi normali. Questo cinescopio a colori, di standard internazionale è intercambiabile con tutti i tubi di 67 cm, prodotti finora in Francia, Germania Federale, Regno Unito, Canada, Messico e USA.

Si sfrutta un nuovo gioco di luminofori, che permette un aumento del 40% nella brillanza del bianco, conseguenza del perfezionamento della brillanza dei tre colori primari presi individualmente. L'aumento di luminosità dei rossi risulta dall'impiego del fosforo a ossido dittrio attivato all'europio, fabbricato e migliorato dalla Sylvania; quella dei blu risulta dal perfezionamento del fosforo blu e quella dei verdi si ottiene con una modifica della composizione e dell'attivazione del fosforo verde.

Questo nuovo gioco dei fosfori beneficia inoltre del processo brevettato dalla Sylvania, il quale consiste nel depositarli allo stato secco al momento della creazione del campo dei tripletti sullo schermo. Questo metodo originale rende ottimi i parametri fisici e chimici, permettendo così di ottenere uniformità e brillanza massime.

La faccia anteriore di questo nuovo cinescopio superrettangolare di 67 cm di diagonale e di angolo 90° è identica a quella del cinescopio di 67 cm di diagonale e di angolo 110° attualmente in corso di sviluppo. Nel caso in cui si verificasse una notevole richiesta da parte dei fabbricanti europei per questo tubo di 110°, la Sylvania lo renderebbe disponibile nel corso del secondo semestre 1970. (*s.b.*)

dott. ing. Roberto Caliri

Amplificatori a frequenza intermedia con filtri ceramici*

Ben presto, se si dà credito a certi tentativi particolarmente promettenti, i fabbricanti di induttori, e in particolare dei trasformatori di media frequenza, dovranno convertirsi. Tutto questo perché i classici trasformatori impiegati negli stadi a frequenza intermedia stanno sempre più cedendo il passo ai filtri composti da elementi piezoelettrici e ceramici. Questa evoluzione, senza scosse apparenti, prepara quella che nei mesi e negli anni a venire sarà la più grossa modifica che si vedrà negli schemi classici dei ricevitori radio. Tra qualche tempo dunque, accanto ai circuiti integrati, che entreranno sempre più nell'uso comune, non vedremo più gli induttori che ancora fanno bella mostra di sé nei circuiti di media frequenza.

1. - I PRECURSORI

L'idea di sostituire con un filtro ceramico il classico trasformatore I.F. non è certo nuova. Bisogna infatti risalire fino al 1932, anno nel quale un tecnico tedesco di nome Jaumann mise a punto il circuito riportato in fig. 1b, derivato dallo schema di fig. 1a e differente da quest'ultimo in quanto impiega solo due elementi piezoelettrici invece di quattro e un trasformatore con presa centrale.

Dopo questo venne fatto un altro passo verso la semplificazione, e nello stesso tempo verso la riduzione di prezzo del complesso, con il circuito di fig. 2a, dove si impiega un solo elemento piezoelettrico. La fig. 2b riporta il circuito equivalente dell'elemento piezoelettrico.

Malgrado l'apparente semplicità presentata da questo circuito, esso offre tali vantaggi (ridotto ingombro, prezzo ragionevole, assenza di regolazioni) da essere stato adottato da tutti coloro che si sono cimentati in questo campo. Bisogna anche dire che l'impiego di filtri ceramici, al posto dei trasformatori I.F. tradizionali, semplifica grandemente la realizzazione degli amplificatori I.F., poiché si ottiene immediatamente, non appena il componente viene montato, la curva di selettività calcolata senza regolazione alcuna. Vantaggi di questo tipo, tenuto conto delle caratteristiche del componente ceramico o piezoelettrico e del fatto che il suo impiego riduce di circa il

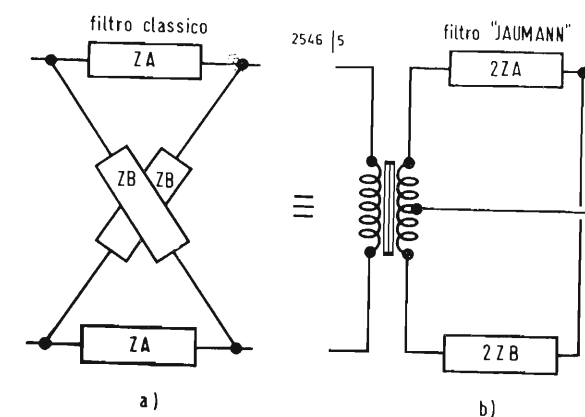



Fig. 1 - Paragone tra lo schema di un filtro classico e quello di un filtro di Jaumann.

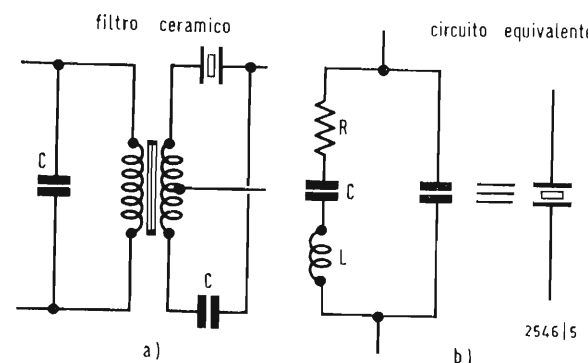



Fig. 2 - Filtro piezoelettrico ad un solo elemento (a) e circuito equivalente dell'elemento piezoelettrico (b).

(*) Toute l'Electronique, gennaio-febbraio 1969, pag. 34.

10 % il numero dei componenti necessari all'amplificatore, giocano senz'altro a favore di questa soluzione rispetto a quella tradizionale.

2. - ESEMPI PRATICI

Comportandosi da pionieri in questa materia, i tecnici giapponesi (Sony) tempo fa hanno introdotto sul mercato due ricevitori radio dotati di filtri piezoelettrici, seguiti a breve distanza dai tecnici olandesi (Philips) che, per ricuperare in un certo senso il tempo perduto, hanno presentato un ricevitore a circuito integrato equipaggiato con un filtro ceramico.

In base alle notizie che abbiamo, gli elementi piezoelettrici impiegati sarebbero costruiti con zirconati e titanati ($PbZrO_3$-$PbTiO_3$), materiali dotati di coefficienti di temperatura estremamente ridotti con stabilità a lungo termine paragonabile a quella dei filtri a quarzo.

Forniti dai costruttori pronti per l'impiego, questi filtri, accordati per la frequenza di 455 kHz, permettono di realizzare degli amplificatori I.F. a due stadi con curva di selettività e guadagni paragonabili a tutti gli effetti alle stesse prestazioni di un amplificatore tradizionale a tre stadi con trasformatore.

Come si può constatare dall'esame di fig. 3, la semplificazione dello schema è evidente. Tratto da un ricevitore economico della Sony (il mod. 2R-27) lo schema dell'amplificatore I.F. mostra come si sia impiegato un solo filtro.

Quest'ultimo, accordato sui 455 kHz (±2 kHz), è collegato con un trasformatore a presa centrale la cui frequenza di risonanza con il condensatore ad esso in parallelo è a meno di 1,7 kHz di distanza da quella del filtro ceramico, cosa che elimina nella produzione in serie la necessità di una taratura.

Leggermente più sofisticato è lo schema di fig. 4, corrispondente all'amplificatore I.F. del ricevitore Sony tipo T.R. 1000. Qui i filtri ceramici sono due, montati in cascata; il primo è collegato all'emettitore di Q_1, il secondo, a due elementi, in serie sul collegamento tra Q_1 e Q_2.

Tutti e due sono accordati su 455 kHz; mentre F_1 mette a massa i segnali corrispondenti alla banda di lavoro, permettendo così a Q_1 di avere il guadagno massimo per effetto dell'assenza di controreazione sull'emettitore, F_2 permette semplicemente il passaggio dei segnali I.F. verso la base di Q_2.

Precisiamo che F_1, costituito da un solo elemento piezoelettrico, ha una curva di risposta simile a quella di uno stadio a trasformatore, mentre F_2, costituito da due elementi piezoelettrici, si comporta come uno stadio a due trasformatori.

Da notare che la presenza del circuito risonante di cui fa parte il trasformatore T_1 (Q dell'ordine di 10) è dovuto alla necessità non di migliorare la selettività, di per sé già buona, ma di aumentare il guadagno dello stadio a monte del rivelatore.

Fig. 3 - Amplificatore I.F. con filtro piezoelettrico impiegato nel ricevitore tipo « 2 R-27 » della Sony.

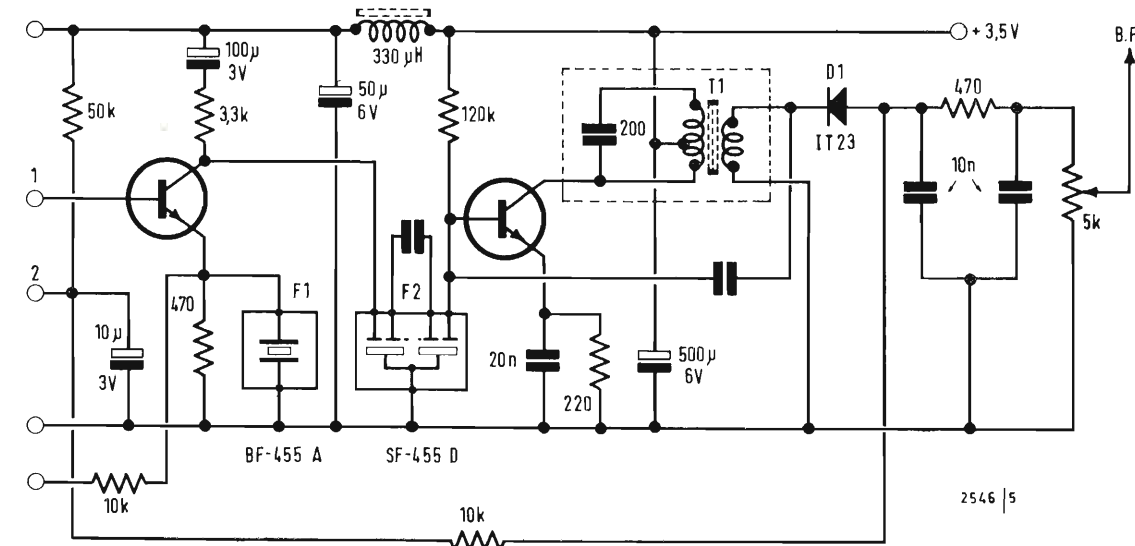



Fig. 4 - In questo schema si impiegano due filtri ceramici in cascata.

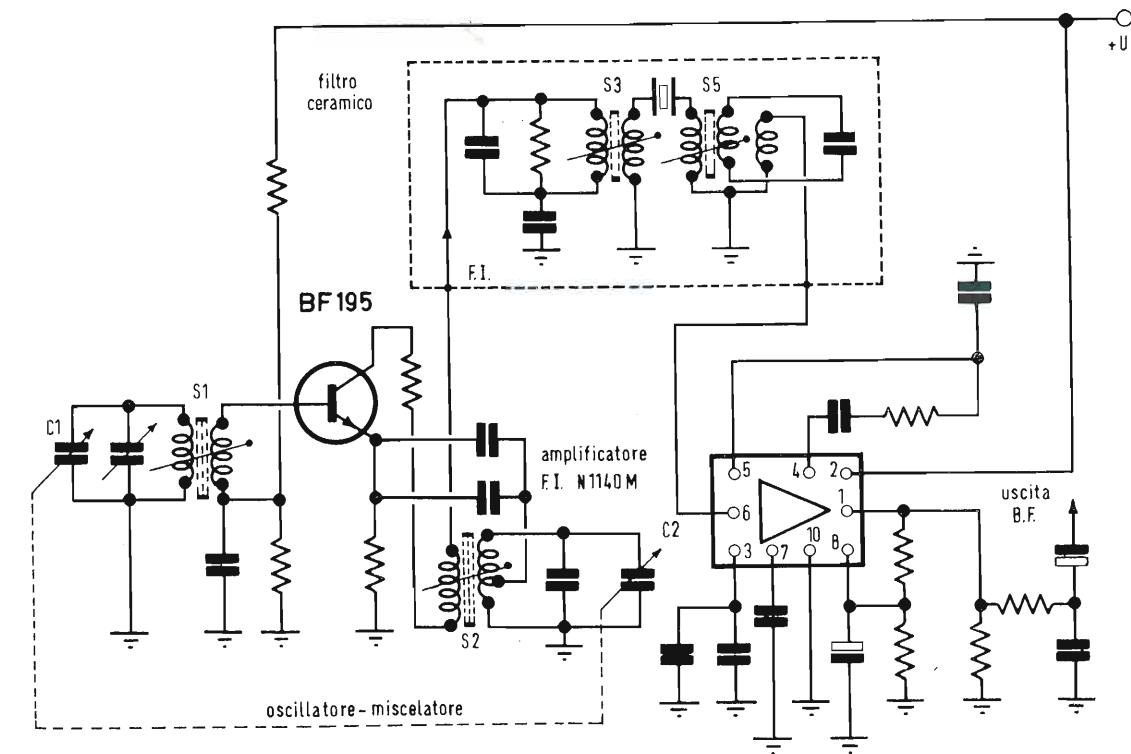



Fig. 5 - Utilizzato a monte di un amplificatore I.F., realizzato con un circuito integrato, il filtro ceramico rappresenta la formula dell'avvenire, dato il ridotto ingombro e le eccellenti prestazioni che esso fornisce.

Un altro schema impiegato è quello di fig. 5, che corrisponde all'amplificatore I.F. del ricevitore IC-2000 della Philips, il primo, per quanto ne sappiamo, ad essere realizzato con il connubio filtro ceramico-circuiti integrati.

Questa soluzione, vi è appena la necessità di sottolinearlo, costituisce la formula del futuro dove gli elementi del circuito selettivo hanno dimensioni paragonabili a quelle dei circuiti integrati.

Si arriva in questo modo a una miniaturizzazione molto spinta e, a causa del numero ridotto di componenti, a una semplicità di montaggio difficilmente superabile allo stato attuale della tecnica; questo fatto permetterà senz'altro di influire favorevolmente sui prezzi di vendita di questi ricevitori.

Non dovremo allora stupirci se in un futuro ormai non troppo lontano vedremo non solo i filtri ceramici avere la meglio sui filtri a induttanza e capacità ma anche vedremo ricevitori realizzati secondo metodi che non avranno praticamente più nulla a che vedere con le corrispondenti apparecchiature di oggi.

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Contoni

I fonometri: misuratori di livello sonoro*

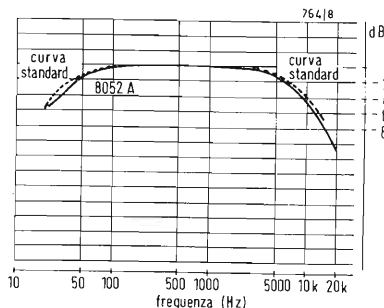



Fig. 1 - Risposta totale in frequenza di un tipico fonometro HP8052A, che utilizza la rete di pesatura *C*.

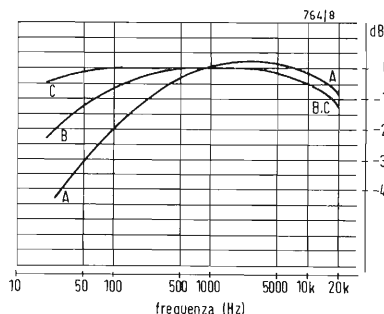



Fig. 2 - Risposta in frequenza delle reti di pesatura *A*, *B* e *C* tipiche dell'HP8052A.

Dopo che il microfono ha trasformato il suono in segnale elettrico, occorre elaborare quest'ultimo in modo conveniente. Il fonometro è uno dei primi strumenti costruiti per ottenere una correlazione fra una misura obiettiva e la sensazione soggettiva dell'udito, perciò vogliamo qui dedicare qualche considerazione al misuratore di livello sonoro.

1. - RISPOSTA IN FREQUENZA

Il fonometro è essenzialmente un voltmetro audio a valore efficace. Quando si misura il segnale elettrico generato dal microfono, il fonometro fornisce una misura di una quantità fisica: la pressione acustica. Questo fatto ha molto peso nella classificazione di un misuratore di livello sonoro. Questo strumento differisce da un voltmetro in quanto la risposta in frequenza di un voltmetro è resa costante il più possibile, mentre quella del fonometro viene volutamente alterata mediante reti di pesatura per tener conto, con approssimazione del 1° ordine, della risposta in frequenza dell'orecchio. Attualmente sono state normalizzate tre curve di risposta, poiché la risposta dell'orecchio dipende dal livello di pressione e dalla frequenza. Si tratta delle cosiddette curve *A*, *B*, *C*, che approssimano l'inverso delle curve di eguale sensazione auditiva corrispondenti a 40, 70 e 100 phon e riportate in fig. 1 a pag. 395 del N° 9 - 1969 de « l'antenna ». Le norme (standard) più largamente usate per descrivere i fonometri sono le IEC Publication 123 (« Recommandation for Sound Level Meters » = Raccomandazione per i misuratori di livello del suono), la IEC Publication 179 (« Precision Sound Level Meter » = Misuratore di livello sonoro di precisione) e l'USA Standard S1.4-1961 (« Specification for General-Purpose Sound Level Meters » = Specifica per misuratori di livello sonoro per scopi generali). Può essere utile dare un'occhiata a queste norme e mettere in evidenza le loro analogie e le loro differenze.

Tutte le tre norme caratterizzano virtualmente le stesse curve *A*, *B*, *C* e tutte e tre stabiliscono che le tolleranze sulle curve si riferiscono a tutto il complesso, cioè al microfono, all'attenuatore, all'amplificatore, alle reti di pesatura e allo strumento indicatore. Tutte e tre sono assai imprecise circa gli effetti di fattori esterni come la temperatura, l'umidità etc. In generale, le norme richiedono al costruttore di definire l'entità di tali fattori, per la quale la precisione dello strumento non è gravemente influenzata. Sotto questo punto di vista, la IEC 179 è la migliore.

A questo punto le norme divergono. Le curve e le tolleranze nella IEC 123 specificano la prestazione in termini assoluti, cioè secondo il vero valore del livello di pressione sonora. Le curve nella IEC 179 e nella S1.4-1961 sono semplici curve di risposta in frequenza, che forniscono solo dati relativi. Inoltre, le curve *A* e *B* sono relative alla curva *C* nella S1.4-1961, per cui le tolleranze indicate per le curve *A* e *B* devono essere sommate a quelle della curva *C*. La tabella 1 fornisce i valori e le tolleranze per tutte e tre le norme. (Le tolleranze per le curve *A* e *B*, relative alla norma S1.4-1961, sono le tolleranze totali).

Il problema ora è di ricavare da questi dati un gruppo di cifre indice (figure) della precisione assoluta. Le norme IEC 179 e S1.4-1961 ammettono entrambe la tolleranza di ± 1 dB per la taratura assoluta a una frequenza di riferimento. Tutte e tre le norme forniscono tolleranze per fare misure di livelli di pressione sonora diversi del livello di taratura. Sono compresi gli errori di portata nella taratura dell'attenuatore e del misuratore (indicatore) e gli errori di risoluzione. La tabella 2 riassume questi fattori. La tolleranza addizionale totale indicata nella tabella 2 deve essere sommata alla tolleranza della tabella 1 per ottenere la prestazione globale.

Si tenga presente che queste curve rappresentano il caso più sfavorevole possibile e che anche strumenti di caratteristiche relativamente modeste hanno una precisione migliore il più delle volte. Tuttavia, nell'elaborazione delle norme, bisogna prevedere il caso peggiore.

Circa il livello di prestazione richiesto dalle norme, si può constatare che la IEC 179 comporta tolleranze più strette della IEC 123. Il confronto di queste con la S1.4-1961 è un piccolo rompicapo perché nella S1.4-1961 le tolleranze sono diverse per ciascuna curva e perché la S1.4-1961 specifica la risposta omnidirettiva (in campo diffuso), mentre le norme IEC specificano la risposta in campo libero.

Basandosi strettamente sulle tolleranze appare che la S1.4-1961 cada talvolta fra la IEC 123 e la 179. Se è pur vero che la S1.4-1961 ha specifiche più strette all'estremo di bassa frequenza delle curve *B* e *C*, queste specifiche sono però ottemperabili molto agevolmente. La risposta in frequenza del microfono non è un problema alle basse frequenze e la modesta pendenza delle curve non richiede parametri circuitali particolarmente severi. La curva *A* è un'altra faccenda, per essa la IEC 179 impone una prestazione uguale o migliore nel-

Errata Corrige

N. 9 - 1969 - pag. 364, nel titolo sostituire «patologica» con «psicologica».

(*) Rielaborato da Application Note, 100 Acoustic Handbook, Hewlett-Packard.

Tabella 1 - ***Risposte e relative tolleranze***

Frequenza (Hz)	Curva A (dB)	Curva B (dB)	Curva C (dB)	IEC123 (dB)	IEC179 (dB)	Curva A (dB)	S1.4 - 1961 Curva B (dB)	Curva C (dB)
20	—50,5	—24,2	—6,2	+5-∞	±5	—	—	+3-∞
25	—44,7	—20,4	—4,4	+5-∞	±5	+4-4,5	+3-3,5	+2-2,5
31,5	—39,4	—17,1	—3,0	±5	±3	+3,5-4	+2,5-3	+1,5-2
40	—34,6	—14,2	—2,0	±4,5	±3	+3-3,5	+2-2,5	+1-1,5
50	—30,2	—11,6	—1,3	±4	±3	±3	±2	±1
63	—26,2	—9,3	—0,8	±4	±3	±3	±2	±1
80	—22,5	—7,4	—0,5	±3,5	±2	±3	±2	±1
100	—19,1	—5,6	—0,3	±3,5	±1	±2,5	±2	±1
125	—16,1	—4,2	—0,2	±3	±1	±2,5	±2	±1
160	—13,4	—3,0	—0,1	±3	±1	±2,5	±1,5	±1
200	—10,9	—2,0	0	±3	±1	±2,5	±1,5	±1
250	—8,6	—1,3	0	±3	±1	±2,5	±1,5	±1
315	—6,6	—0,8	0	±3	±1	±2	±1,5	±1
400	—4,8	—0,5	0	±3	±1	±2	±1,5	±1
500	—3,2	—0,3	0	±3	±1	±2	±1,5	±1
630	—1,9	—0,1	0	±3	±1	±2	±1,5	±1
800	—0,8	0	0	±2,5	±1	±1,5	±1,5	±1
1000	0	0	0	±2	±1	±2	±2	±1,5
1250	0,6	0	0	±2,5	±1	±2	±2	±1,5
1600	1,0	0	—0,1	±3	±1	±2,5	±2,5	±2
2000	1,2	—0,1	—0,2	±3	±1	±3	±3	±2,5
2500	1,3	—0,2	—0,3	+4-3	±1	+4-3,5	+4-3,5	+3,5-3
3150	1,2	—0,4	—0,5	+5-3,5	±1	+5-4	+5-4	+4,5-3,5
4000	1,0	—0,7	—0,8	+5,5-4	±1	+5,5-4,5	+5,5-4,5	+5-4
5000	0,5	—1,2	—1,3	+5-4,5	±1,5	+6-5	+6-5	+5,5-4,5
6300	—0,1	—1,9	—2,0	+6-5	±1,5-2	+6,5-5,5	+6,5-5,5	+6-5
8000	—1,1	—2,9	—3,0	±6	+1,5-3	±6,5	±6,5	±6
10 000	—2,5	—4,3	—4,4	+6-∞	+2-4	—	—	+6-∞
12 500	—4,3	—6,1	—6,2	+6-∞	+3-6	—	—	—

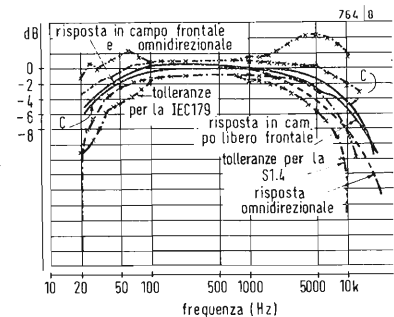
Fig. 3 - *a*) Risposta in pressione ponderata *C* del microfono HP15119A 1½" applicato al misuratore di livello del suono impulsivo 8052A e curva *C* del solo 8052A.

b) Risposta in campo libero frontale e risposta omnidirezionale della stessa combinazione e curva *C* tipica dell'8052A.

Fig. 4 - Forme d'onda impulsive aventi lo stesso valore efficace, ma differenti fattori di cresta (l'accoppiamento in c.a. rende il livello 0 V diverso del livello della linea di base per l'onda a impulsi). L'onda superiore ha il fattore di cresta 2, quella inferiore ha il fattore di cresta 3.

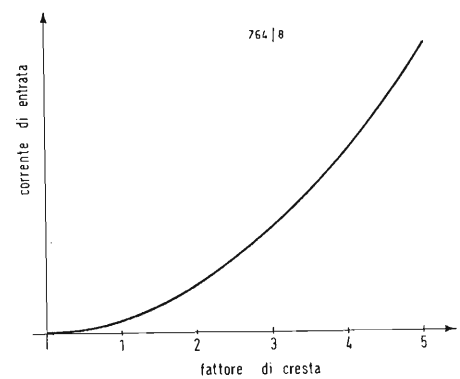



Fig. 5 - Correnti di entrata in funzione del fattore di cresta per un rivelatore efficace, puro.

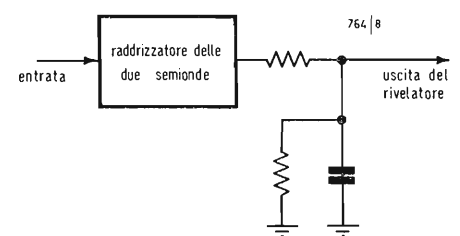



Fig. 6 - Rivelatore quasi efficace.

l'intero campo, salvo a 25 Hz. La norma IEC 179 richiede anche un campo di frequenze più vasto: 12,5 kHz contro 10 kHz della S1.4-1961. D'altro canto, la S1.4-1961 impone che il misuratore di livello sonoro contenga tre reti di pesatura, mentre le due norme IEC ne richiedono una sola. (È interessante osservare a questo punto che molte nuove specifiche di misura attualmente in discussione — e cioè le misure di rumorosità dei veicoli — richiedono solo un'unica risposta ponderata e la curva *A* è quella che viene generalmente scelta).

Se nel confronto fra la S1.4-1961 e la IEC 179 consideriamo il tipo di campo sonoro, le cose si complicano un poco. Forse è meglio vedere se uno strumento può soddisfare entrambe le specifiche. Se cominciamo con uno strumento che si accorda all'IEC 179 (e comprendente tutte e tre le reti di pesatura) si nota con piacere che la sola difficoltà è costituita dalle caratteristiche omnidirezionali del microfono (si ammette qui che se uno strumento soddisfa alle tolleranze della curva *A* della IEC 179, soddisfa anche alle tolleranze delle curve *B* e *C* della S1.4-1961 come discusso sopra). Le caratteristiche omnidirezionali entrano in gioco solo alle alte frequenze. Questo fatto indubbiamente rende conto delle tolleranze relativamente larghe della S1.4-1961 sopra i 2 kHz. Per vedere se il nostro strumento adatto alla norma IEC 179 sia conforme anche alle norma S1.4-1961, dobbiamo solo sommare i dati di campo diffuso per il microfono ai dati di risposta in frequenza IEC e vedere se il totale rimane entro i limiti della S1.4-1961. Se il nostro misuratore di livello sonoro comprende il microfono a condensatore ½″ HP15119A, deve essere conforme alla S1.4-1961; con il microfono a condensatore 1″ HP15109B, esso non lo è più. Per altra via, non possiamo stabilire categoricamente che un fonometro che presenta i requisiti imposti dalla S1.4-1961, sia conforme anche alla IEC 179. Anche ammettendo che la risposta in campo libero di un microfono sia molto più piatta della risposta in campo diffuso (eliminando le larghe tolleranze all'estremo gamma delle alte frequenze), le tolleranze alla frequenza centrale della S1.4-1961 sono troppo larghe per le curve A e B. In conclusione, si può dire che la IEC 123 è una norma larga, che la IEC 179 è alquanto più stretta e che la S1.4-1961 è in mezzo alle due (v. tabella 1).

Tutte e tre le norme segnalano che le misure di livello sonoro con gli strumenti specificati sono, nella migliore delle ipotesi, approssimazioni di 1° ordine del nostro senso dell'udito. Tuttavia, queste norme hanno stabilito limiti entro i quali possiamo confrontare misure fatte in tempi diversi, in posti differenti, con apparecchiature differenti. Man mano che la strumentazione sarà perfezionata, le norme ridurranno indubbiamente le tolleranze, poiché la precisione in un fonometro è di grande importanza.

Le norme specificano la prestazione per l'intero sistema: microfono e preamplificatore, attenuatore, reti di pesatura, amplificatore e strumento indicatore. Ma nella pratica, il microfono non è sempre una parte integrante del fonometro, ma è collegato al resto dell'apparecchiatura con un cavo. Si è visto che ciò è desiderabile, particolarmente nelle misure in campo libero, per dislocare l'unità indicatrice dal campo sonoro. In simili casi, il microfono può essere staccato dall'unità indicatrice, per cui si può usare una quantità di combinazioni microfono-misuratore.

Per questa ragione, è desiderabile specificare la prestazione del microfono e quella dell'unità indicatrice separatamente. (Ne segue che il termine « misuratore di livello sonoro » o « misuratore di precisione del livello sonoro » vuole significare l'attenuatore, le reti di pesatura, l'amplificatore e l'indicatore, ma non il microfono). Diamo ora uno sguardo a un fonometro e vediamo che genere di prestazione presenta.

Il misuratore di livello di suoni impulsivi Hewlett-Packard 8052A comprende tutte e tre le reti di pesatura (più gli accessori per collegare un filtro esterno. Sebbene la norma IEC 179 richieda una sola rete di pesatura, essa specifica che qualora siano presenti più di una rete, tutte le reti presenti devono essere conformi. La fig. 1 è la riproduzione di una registrazione effettiva della risposta totale in frequenza di un fonometro tipico 8052A utilizzante la rete *C*. (Il segnale per il registratore logaritmico è stato prelevato dall'uscita c.c. dell'8052A, uscita proporzionale alla deviazione dello strumento indicatore). Confrontando questa curva con la curva standard, si constata l'accordo entro 0,1 dB nella zona centrale ed entro 0,3 dB alle frequenze più alte e più basse, salvo lo scarto di 0,5 dB sotto circa 40 Hz. Le registrazioni di tutte e tre le reti di pesatura sono indicate in fig. 2 e sebbene la scala sia compressa, il disaccordo con le curve standard non è mai maggiore di 0,5 dB ed è considerevolmente minore alle frequenze centrali.

È interessante sommare la risposta del microfono a queste curve e vedere cosa si ottiene. La fig. 3a mostra sia la curva di risposta *C* del mod. 8052A, sia la risposta *C* in pressione ponderata di un microfono a condensatore HP15119A, ½″, collegato al mod. 8052A. Si è usato l'attenuatore elettrostatico per pilotare il microfono. In fig. 3b si è corretta la risposta in pressione per rappresentare le risposte *C* ponderate frontali in campo libero e in campo diffuso, nonché la curva standard *C*. Queste curve indicano che la combinazione microfono-misuratore soddisfa i requisiti di risposta in frequenza di entrambe le norme IEC 179 e S1.4-1961.

Il mod. 8052A è un voltmetro audio di alta qualità e un fonometro di alta precisione. Come voltmetro, la sua precisione totale è 0,5 dB, cosa importante, perché questa figura è la somma delle tolleranze relative all'attenuatore, all'amplificatore e all'indicatore del sistema in oggetto. Le norme, come si è visto, accordano molto maggior larghezza: 0,9 dB per la IEC 179 e 1,5 dB per la S1.4-1961. Se possiamo effettuare una taratura assoluta dell'apparato in campo con un errore minore di 0,5 dB (per nulla irraggiungibile con gli odierni fonopistoni e calibratori di livello sonoro), gli errori della strumentazione possono essere mantenuti intorno a ± 1 dB a tutte le frequenze.

2. - RIVELAZIONE EFFICACE

C'è maggior tendenza a effettuare con precisione misure acustiche, che a rilevare la risposta in frequenza precisa. Sono parimenti importanti il modo di rivelazione e le caratteristiche dinamiche del fonometro. Il sistema di rivelazione è suggerito dalle modalità con le quali noi percepiamo e misuriamo il suono. La nostra reazione soggettiva al suono è proporzionale alla sua intensità (paragonabile all'energia elettrica), mentre misuriamo la pressione sonora o il livello della pressione sonora (paragonabile alla tensione). Per eguagliare facilmente l'una all'altra, dobbiamo misurare i valori efficaci per evitare errori quando il segnale acustico si scosta dall'onda sinoidale pura continua.

Per definizione, il valore efficace del segnale fornito da un microfono è:

$$V_{eff} = (1/T \int_0^T v^2 \, dt)^{1/2}$$

dove v è il valore istantaneo della tensione di uscita del microfono e T è l'intervallo di tempo in cui si effettua l'integrazione.

Il rivelatore efficace deve perciò contenere un circuito quadratore, un integratore e una rete estrattrice di radice quadrata. Nel mod. 8052A, tutte e tre le funzioni sono svolte in un unico circuito. Poiché molti segnali acustici non sono sinoidali, è importante che il rivelatore sia capace di sopportare un fattore di cresta relativamente alto (rapporto della tensione di cresta alla tensione efficace). Per es. la fig. 4 mostra onde aventi uguale valore efficace, ma con diversi fattori di cresta. Il fattore di cresta del segnale in alto è solo 2; quello del segnale in basso è 3. La curva della corrente di entrata in funzione del fattore di cresta per un rivelatore efficace è una funzione a legge quadratica, come indica la fig. 5. Ciò significa che se il valore istantaneo del segnale di entrata aumenta, la corrente del rivelatore deve aumentare al quadrato. Si sono studiati molti circuiti per approssimare la funzione a legge quadratica, ma forse il circuito più largamente utilizzato è quello indicato in fig. 6, il cosiddetto rivelatore quasi efficace. In questo rivelatore il condensatore d'integrazione polarizza il raddrizzatore in modo che non passi corrente finché il valore assoluto del segnale d'entrata non supera la tensione ai capi del condensatore. Oltre questo punto, vi è una relazione lineare fra il segnale d'entrata e la corrente del rivelatore. Scegliendo opportunamente i valori dei componenti, si ottiene di mantenere in limiti accettabili gli scostamenti dalla funzione ideale (generalmente ± 1 dB) fino a un fattore di cresta di 3, come indica la fig. 7. Sebbene nè la norma IEC nè la norma US specifichino direttamente la capacità di trattare fattori di cresta del rivelatore efficace, lo fanno però indirettamente specificando le caratteristiche funzionali totali e i metodi di prova. Il rivelatore quasi efficace soddisfa largamente ai requisiti. Entrambe le norme IEC e US sono estremamente indulgenti circa i loro requisiti di calibrazione. Le norme IEC specificano il metodo dei due toni, in cui due

Tabella 2 - ***Sommario delle caratteristiche delle norme***

NORMA	IEC 123	IEC 179	S1.4-1961
Campo di frequenza (Hz)	31,5 ÷ 8.000	20 ÷ 12.500	20 ÷ 10.000
Risposta in frequenza	richiede una rete (A, B o C)	richiede una rete (A, B o C)	richiede tre reti (A, B o C)
Taratura della risposta in frequenza	assoluta (campo libero)	relativa (campo libero)	relativa (omnidirezionale)
Tolleranza per la taratura assoluta	—	± 1 dB	± 1 dB
Frequenza preferenziale di taratura	—	1 kHz	400 Hz
Tolleranza supplementare per variazione di portata	± 1 dB	± 0,5 dB	±1 dB (±0,5 dB fra portate adiac.)
Tolleranza supplementare per la precisione e per la risoluzione dello strumento indicatore	± 1 dB	± 0,4 dB	± 0,5 dB
Tolleranza supplem. totale per la precisione assoluta	± 2 dB	± 1,9 dB	± 2,5 dB

Fig. 7 - Confronto delle caratteristiche di un rivelatore efficace puro e quasi efficace.

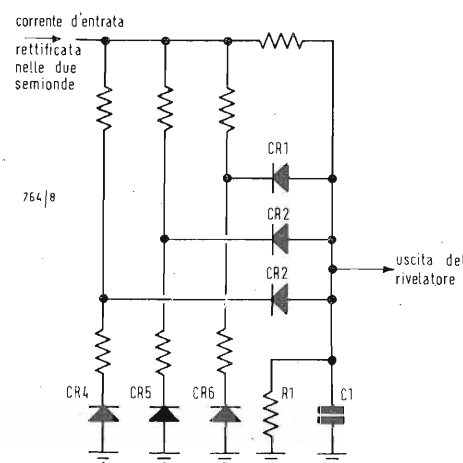



Fig. 8 - Circuito di quadratura del rivelatore efficace dei mod. 8052A/8062A.

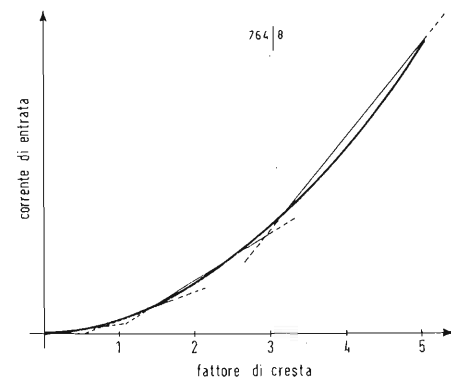



Fig. 9 — Confronto delle caratteristiche dei rivelatori puro e efficace dei mod. 8052A/8062A.

segnali elettrici sinoidali riferiti non armonicamente vengono applicati al misuratore di livello sonoro, prima separatamente, poi contemporaneamente. La prima operazione permette di regolare i due segnali in modo da fare letture identiche sullo strumento indicatore. La IEC 123 richiede che la lettura per la 2ª operazione sia 3 dB ± 0,25 dB maggiore che per la 1ª operazione, mentre la IEC 179 afferma che la seconda lettura eguagli la prima quando ciascun segnale sia attenuato di 3 dB ± 0,1 dB. La norma US dice che per la calibrazione si deve usare solo la curva *C* (se non diversamente specificato) e raccomanda un metodo di confronto delle letture fatte prima con un tono puro e poi con fruscio a larga banda. In ogni caso, un rivelatore molto semplice soddisfa i requisiti, e poiché si usano segnali simmetrici, il rivelatore non deve necessariamente essere un raddrizzatore di onda piena. I segnali migliori per provare i rivelatori efficaci sono gli impulsi rettangolari con fattore di cresta e polarità variabili, o anche guizzi acustici con fattore di cresta variabile.

Sfortunatamente, il semplice rivelatore quasi efficace è inadatto a soddisfare le esigenze odierne. Molti dei suoni attualmente previsti per l'analisi sono impulsivi per natura e hanno fattori di cresta maggiori di 3. Tali segnali comprendono colpi di martello, macchine scriventi, urti di stoviglie etc. Il misuratore di livello sonoro impulsivo HP 8052A contiene un rivelatore più elaborato indicato in fig. 8, che spezza la funzione lineare del rivelatore quasi efficace in quattro segmenti come indica la fig. 9. In questo circuito il condensatore integrante (il condensatore C_1 in fig. 8) fornisce una polarizzazione scivolante sia per il raddrizzatore, sia per i diodi di quadratura CR1, CR2 e CR3. Il fattore di cresta richiesto per portare in conduzione i diodi di quadratura è determinato dalle reti partitrici resistive. Quando i diodi divengono conduttivi, la resistenza fra il raddrizzatore e il condensatore d'integrazione diminuisce, aumentando la corrente nella capacità. Con questo circuito, i misuratori di livello di suoni impulsivi HP possono accettare fattori di cresta fino a 5 con precisione entro meno di ± 0,5 dB.

La linearità del rivelatore è dunque un fattore importante per la precisione, sebbene solo ai bassi livelli di segnale, ai quali i diodi divengono resistenze non lineari. È possibile alterare la scala dello strumento indicatore per tener conto di questa non linearità o per correggere la linearità del rivelatore. In generale, i fonometri hanno scale degli strumenti speciali; l'HP8052A ha un rivelatore lineare. (Linearità qui riferita alla regolazione fra il valore efficace del segnale d'entrata e l'uscita del rivelatore, da non confondersi con la relazione quadratica fra il fattore di cresta e la corrente del rivelatore). La fig. 8 fa vedere i diodi di compensazione nel circuito di quadratura del rivelatore del mod. 8052A. Questi diodi, CR4, CR5 e CR6, rendono i divisori resistivi di tensione non lineari ai bassi livelli di segnale e così compensano la non linearità dei diodi di quadratura. Inoltre, i diodi raddrizzatori di entrambe le semionde sono contenuti negli amplificatori operazionali e perciò si comportano come diodi ideali. Il principale pregio del rivelatore lineare è che il segnale, che pilota il misuratore può essere usato per comandare dispositivi esterni, come i registratori di livello, semplificando così notevolmente i loro requisiti.

(continua)

Prof. U. Frascoli - Legnano

D. — Desidero una breve discussione del filtro di un quadricorrelatore per TVC.

R — Il filtro della rete di C.A.Ph. (Controllo automatico di fase) normale è indicato in fig. 1a. La sua caratteristica di trasferimento di tensione è definita dalla relazione:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1 + j\omega CxR}{1 + j\omega C\ (R + xR)}$$

Quando questo filtro viene applicato a un quadricorrelatore a rapporto variabile, si può aumentare la trasmissione di energia attraverso il filtro stesso applicando al punto *Q* la tensione esistente al punto *P* mediante un trasferitore catodico. Con questo non si introduce alcuno sfasamento e il circuito equivalente del filtro diviene quello indicato in fig. 1 b, dove R_1 è una resistenza tale da portare la tensione di uscita dal primitivo valore V_2 al valore $V_2' = \alpha V_2$, il che è quanto dire che la trasmissione del filtro è aumentata secondo il fattore $\alpha > 1$.

Precisamente, dalla fig. 1b si deduce:

$$\frac{V_2'}{V_1} = \frac{1 + \dfrac{j\omega CR\ (R_1 + R)}{R_1 + xR}}{1 + \dfrac{j\omega C\ [RR_1 + xR\ (R_1 + R)]}{R_1 + xR}}$$

Confrontando i due rapporti V_2/V_1 e V_2'/V_1 si nota che:

xR è ora $\dfrac{\left(1 + \dfrac{R}{R_1}\right) xR}{1 + \dfrac{xR}{R_1}}$,

$R + xR$ è ora $\dfrac{RR_1 + xR\ (R_1 + R)}{R_1 + xR}$

Cioè al posto di *R* si può ora sostituire una resistenza $\dfrac{R}{1 + \dfrac{xR}{R_1}}$

In generale *x* è molto piccolo, minore di 1/100, l'aumento di trasmissione attraverso il filtro è almeno 10 a 1, cioè $\alpha \geqq 10$; R/R_1 risulta pure circa 10, ossia $R/R_1 \cong \alpha$.

Allora xR deve essere sostituito da

$$\frac{(1 + \alpha)\ xR}{1 + \alpha x} \cong \alpha xR$$

e *R* diviene *R*/1,1.

Per i valori di *x* e di α che interessano la pratica, il circuito equivalente del filtro a trasmissione incrementata diviene quello di fig. 1c.

Ing. H. Mayer - Roma

D. Potete brevissimamente inquadrare il problema degli effetti del disadattamento resistivo sull'entità dello sfasamento in un cavo terminato sulla sua impedenza caratteristica?

R. Nell'uso di sfasatori a cavo coassiale, la necessità di terminare con precisione il cavo per evitare errori di misura di fase, è di primario interesse. L'errore prodotto da un dato disadattamento può calcolarsi come segue.

Per una linea di lunghezza *l*, avente costante di propagazione $P = \alpha + j\beta$, impedenza caratteristica Z_o, carico terminale Z_c, il rapporto della tensione di uscita V_u a quella di entrata V_i per un segnale sinoidale è dato da:

$$\frac{V_i}{V_u} = ChPl + \frac{Z_o}{Z_c}\ ShPl$$

Se la linea è senza perdite, la costante di attenuazione α è uguale a zero, perciò la costante di propagazione dipende solo dalla costante di fase β, precisamente: $P = j\beta$. L'impedenza caratteristica diviene una resistenza pura, quindi si può scrivere: $Z_o = R_o$. In conseguenza:

$$\frac{V_i}{V_u} = \cos\ \beta l + j\ \frac{R_o}{Z_c}\ \text{sen}\ \beta l.$$

Se V_u ritarda su V_i dell'angolo di fase θ, si ha:

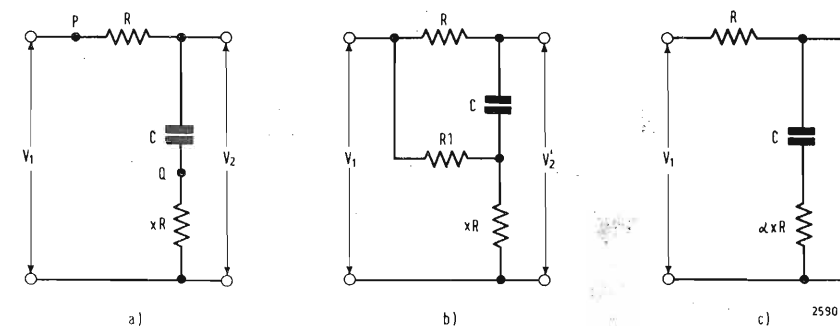



Fig. 1 - Circuito equivalente di un filtro di quadricorrelatore.

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{R_o}{Z_c} \operatorname{tg} \beta l.$$

Supponiamo che l'impedenza di carico Z_c sia anch'essa puramente resistiva e uguale a R_c; poniamo che esista un disadattamento parziale ε, allora:

$$\frac{R_o}{R_c} = 1 + \varepsilon$$

Se la variazione di fase dovuta al disadattamento è δ, la fase reale θ è data da: $\theta = \theta_o + \delta$,
dove $\theta_o = \beta l$ è l'angolo di fase corrispondente alla terminazione corretta; allora: $\operatorname{tg} (\theta_o + \delta) = (1 + \varepsilon) \operatorname{tg} \theta_o$.
Sviluppando il 1° membro di questa equazione, si ottiene:

$$\frac{\operatorname{tg} \theta_o + \operatorname{tg} \delta}{1 - \operatorname{tg} \theta_o \operatorname{tg} \delta} = (1 + \varepsilon) \operatorname{tg} \theta_o.$$

Se δ è piccolo, si può confondere la tangente con l'arco, $\operatorname{tg} \delta \cong \delta$, quindi:

$$\frac{\operatorname{tg} \theta_o + \delta}{1 - \delta \operatorname{tg} \theta_o} \cong (1 + \varepsilon) \operatorname{tg} \theta_o$$

e successivamente

$$\delta \cong \frac{\varepsilon \operatorname{tg} \theta_o}{\sec^2 \theta_o} = \frac{\varepsilon}{2} \operatorname{sen} 2\theta_o = \frac{\varepsilon}{2} \operatorname{sen} 2\beta l.$$

L'angolo di errore δ è perciò funzione del disadattamento e della lunghezza della linea. δ è massimo per sen $2\beta l = \pm 1$, cioè quando $2\beta l = \pi/2$ o $3\pi/2$. In corrispondenza, il massimo valore dell'errore angolare δ vale:

$$\delta = \frac{\varepsilon}{2} \text{ radianti ossia } \frac{90\varepsilon^o}{\pi}$$

e si verifica per sfasamenti compresi fra 45° e 135°, cioè quando

$$\beta l = \frac{\pi}{4} \text{ o } \frac{3\pi}{4}$$

In conclusione, per un disadattamento del 10%, ad es., $\varepsilon = 0{,}1$ e $\delta \cong 3°$. Si raccomanda perciò di limitare il disadattamento a valori minori o al massimo uguali all'1%, cui corrisponde un errore di fase massimo solo di circa un terzo di grado.

Novità Prestel

Amplificatore d'antenna a larga banda a tre transistori LB3

Dimensioni ⃠ 80 × 60 mm.
Lo stesso cavo di discesa dall'LB3 all'alimentatore serve ad alimentare i transistori. Quando si usano due LB3 in serie bisogna renderli « passanti » affinché l'alimentazione sia applicata a entrambi gli amplificatori. Per fare ciò, bisogna dissaldare da massa l'impedenza collegata al morsetto « entrata » e collegarla al + 24 V.

LB3

Amplificatore a larga banda (40 ÷ 860 MHz)
Guadagno 15 ÷ 20 dB
Fattore di rumore 6 ÷ 9 Kto
Segnale massimo d'entrata 12 mV
Tensione massima d'uscita 110 mV
Impedenza entrata-uscita 75 Ω
Banda passante 40 ÷ 860 MHz

Alimentatore stabilizzato

A funzionamento continuo con qualsiasi stabilizzatore o direttamente sulla rete 220 V c.a.

A2L

Alimentatore stabilizzato, atto ad alimentare uno o due amplificatori LB3 in serie.
Entrata 220 V c.a.
Uscita 24 V c.c. stabilizzati (— a massa)
Impedenza entrata-uscita 75 Ω.

Possibilità d'impiego degli amplificatori LB3

Gli amplificatori a transistori a larga banda LB3 amplificano tutti i segnali VHF-UHF-FM compresi tra 40 e 860 MHz, senza limite di numero di canali, anche se adiacenti.
È necessario che i segnali giungano all'amplificatore già miscelati e convogliati in un unico cavo 60-75 Ω.
È importante dosare i segnali amplificando, oppure attenuando, in modo tale che al televisore giungano i segnali UHF e VHF pressoché dello stesso livello.
Quanto sopra, tenendo conto della maggiore attenuazione in UHF dei « componenti passivi » e del maggior guadagno in VHF degli amplificatori.
Per evitare fenomeni di sovraccarico non è consigliabile montare più di 2 LB3 in serie.
Gli amplificatori LB3 *sono tecnicamente ed economicamente utili*:
per amplificare segnali miscelati senza dover demiscelare e rimiscelare gli stessi;
per piccoli impianti collettivi;
lungo le linee di trasporto segnali fra un'antenna dislocata e il televisore, usando sino ad un massimo di 2 LB3, alimentati con un unico A2L;
gli LB3 possono amplificare e convogliare al televisore un numero illimitato di segnali di altrettante stazioni trasmittenti che si possono avere a disposizione, ad esempio:
1° programma RAI TV di Milano; di Monte Penice; di Torino, ecc.
2° programma RAI TV di Milano; di Monte Penice; di Torino, ecc.
1° programma Svizzera Italiana
2° programma Svizzera Italiana
Radio FM 1° programma, 2° programma, 3° programma, ecc. ecc.

TELEVISORE NUCLEOVISION

Mod. TV 2000 11 V

Schema elettrico del ricevitore di TV NUCLEOVISION mod. TV 2000 11 V

Finalmente! La vera stereofonia con un unico mobile

Come funziona?

I due segnali stereo di ingresso (DESTRO E SINISTRO) vengono combinati tra loro in un circuito speciale, in modo da costituire due segnali, di cui uno è la SOMMA (Sinistro più Destro), ed uno la DIFFERENZA (Sinistro meno Destro).

I segnali somma e differenza vengono poi riprodotti da altoparlanti complessi a larga banda di responso, scelti con molta cura e disposti in modo da ottenere particolari caratteristiche di direzionalità.

Ciò che ne deriva è uno stupendo effetto stereo, sorprendentemente naturale, con il solo ingombro derivante dall'impiego di un unico mobile.

Caratteristiche principali

Responso alla frequenza
Da 30 a 20.000 Hz (ciascun canale)

Potenza nominale
35 W per canale, con integrazione del doppio segnale proveniente dalle varie sorgenti.

Impedenza
8 Ohm (per canale)

Raccordi di ingresso
Sul retro del mobile, per i canali Destro e Sinistro

Rifiniture
In noce verniciato e lucidato

Dimensioni
cm 33 di altezza, 55,24 di larghezza, 30,08 di profondità

Peso lordo
Kg 14 circa